

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID



Diseño de Arrays focalizados en campo cercano

Aplicaciones RFID

Autor: Raúl Rodríguez Botrán
Tutor: Eva Rajo Iglesias

11/02/2013

Tabla de contenido:

Capítulo 1. Introducción	7
1.1. Campo cercano	10
1.2. Campo lejano o de Fraunhffer	11
1.3. Punto de Focalización o Foco	11
Capítulo 2. Teoría de Arrays de antenas	12
2.1. Diagrama de Radiación (DR)	12
2.2. Parámetros del diagrama de radiación	12
2.3. Tipos de Arrays	14
2.4. Array lineal	16
2.4.1 Array lineal de fase y amplitud constante	16
2.4.2 Array lineal de amplitud constante y fase progresiva	17
2.5. Array plano	18
2.6. Aplicación de la teoría sobre NFF (Near Field Focused)	19
2.7. Teoría de arrays para el campo lejano	20
Capítulo 3. Estudio de un array lineal en campo cercano	23
3.1. Relación tamaño del array y distancia focal	24
3.2. Variación de la distancia focal	26
• Relación: $D.foco(\lambda)/L(\lambda)$	27
• Para diferentes distribuciones de amplitud	28
• En función de la frecuencia	28
Capítulo 4. Estudio de un array plano	30
4.1. Variar el número de elementos, fijado el tamaño del array	31
4.2. Variando el tamaño del array	33
4.3. En función de la distribución de amplitudes	34
Capítulo 5. Validación del estudio con la herramienta “CST”	36
5.1. Introducción al software CST	36
5.2. Introducción al dipolo $\lambda/2$ y su construcción	37
5.3. Validaciones de algunos diseños	39
Primer caso: Array de dipolos $\lambda/2$ orientados en el eje X	39
Segundo caso: Array de Dipolos $\lambda/2$ rotados 45° sobre el eje	41
5.4. Introducción sobre el diseño y construcción de un parche	43



Tercer caso: Array para elementos de tipo parche.....	46
Cuarto caso de estudio: Array plano con antenas de tipo parche.....	47
Capítulo 6. Array de elementos no equiespaciados	51
Capítulo 7. Estudio de varios diseños con restricciones de fases	53
Caso 1: Elementos en fase	53
Caso 2: Elementos con un desfase de 180°	55
Caso 3: Elementos con desfases de 90°	56
Capítulo 8. Diseño final del receptor RFID	58
8.1. Diseño de la antena como receptor RFID.....	58
8.2. Diseño de la red de alimentación	62
Capítulo 9. Conclusiones y futuras líneas de trabajo	69
<i>Referencias</i>	72

Tabla de Figuras:

Figura 1.1: Chip RFID.....	8
Figura 1.2: Esquema sobre el sistema de comunicaciones basado en RFID	8
Figura 1.3: Esquema del espectro de frecuencias usado en tecnología RFID	9
Figura 2.1: Representación DR en polares y 3D	12
Figura 2.2: Parámetros del diagrama de radiación	13
Figura 2.3: Representación de las amplitudes y posiciones de los posibles elementos	16
Figura 2.4: Representación del margen visible para array con fase progresiva	17
Figura 2.5: Representación de un array plano	18
Figura 2.6: Representación esquemática de la ecuación 2.11	20
Figura 2.7: Gráficas de las diferentes distribuciones de amplitud para varios arrays ...	22
Figura 3.1: Representación del teorema de la superposición de ondas hacia un punto (foco).....	24
Figura 3.1.a: Representación del campo en la región inductiva.	25
Figura 3.1.b: Representación de la focalización en campo lejano	25
Figura 3.2.a: Representación del error en la distancia focal para $D.foco(\lambda)L(\lambda) = 0.9$ 27	
Figura 3.2.b: DR donde se representa con la línea vertical la posición focal a 41cm	28
Figura 3.2.c: Posición focal fijado ϕ_i y variando la frecuencia de entrada	29
Figura 4.1: Representación en varios planos del DR para un array cuadrado	30
Figura 4.2: Representación del plano que contiene al foco	31
Figura 4.3: Representación del contorno en la posición focal	32
Figura 4.4: Representación del plano que contiene al foco para $D.foco(\lambda)L(\lambda) = 1$	33
Figura 4.5: Representación del plano que contiene al foco para $D.foco(\lambda)L(\lambda) = 2$	34
Figura 4.6: Superficie focal para una distribución uniforme de amplitudes	35
Figura 4.7: Superficie focal para una distribución triangular de amplitudes.	35
Figura 5.1: Array lineal de 7 elementos isotrópicos equidistantes a 1λ	36
Figura 5.2: Representación de la intensidad de voltaje en un dipolo $\lambda/2$	38
Figura 5.3: Dipolo $\lambda/2$ orientado en a lo largo del eje X.....	38
Figura 5.4: Representación del parámetro S_{11} en dB para el dipolo	39
Figura 5.5: Array de dipolos $\lambda/2$, no hay desfase entre los elementos. No hay focalización	39



Figura 5.6: Array de dipolos $\lambda/2$ orientados en X para una focalización a 5λ	40
Figura 5.7: Representación en amplitud del campo.	40
Figura 5.8: Foco a 20λ en un array de tamaño 3λ	41
Figura 5.9: Dipolos $\lambda/2$ girados 45° sobre su posición inicial.	42
Figura 5.10: Dipolos $\lambda/2$ girados 45° sobre su posición inicial.	42
Figura 5.4.1: Diseño de una antena de tipo parche cuadrada	43
Figura 5.4.2: Posición del puerto mediante una sonda coaxial.....	44
Figura 5.4.3: Posición del puerto mediante una sonda coaxial.....	44
Figura 5.4.4: Gráfica que muestra la adaptación del puerto mediante el parámetro S11 45	
Figura 5.4.5: Diagrama de radiación del parche en forma polar	45
Figura 5.4.6: Diagrama de radiación del parche en 3D	46
Figura 5.11: Focalización a 5λ para antenas de tipo parche	46
Figura 5.12: Diagrama en amplitud del campo para antenas de tipo parche.....	47
Figura 5.13: Array plano formado por parches equidistantes separados 1λ	47
Figura 5.14: Representación del campo con un corte en el foco en $Z = 4.65\lambda$	48
Figura 5.15: Representación del plano YZ del campo	49
Figura 5.16: Representación del plano YZ del campo (Validación CST)	49
Figura 5.17: Distribución uniforme de amplitudes.....	49
Figura 5.18: Distribución triangular de amplitudes.....	49
Figura 5.19: Array visto desde arriba para un corte en la posición del foco.....	50
Figura 5.21: Campo visto desde arriba para distribución uniforme, en el foco.....	50
Figura 5.20: Contorno del array visto desde arriba para un corte en la posición del foco 50	
Figura 5.22: Campo visto desde arriba para distribución triangular, en el foco.	50
Figura 6.1: Asignación de fases en función de la posición y distancia focal	51
Figura 6.2: Diagrama de una red de alimentación en paralelo.	52
Figura 7.1: Relación de fases para los elementos en fase	53
Figura 7.2: Array con elementos en fase para un foco situado a 4λ	54
Figura 7.3: Relación de fases para los elementos con desfases de 180°	55
Figura 7.4: Representación del plano para 4λ	55
Figura 7.5: Relación de fases para los elementos	56
Figura 7.6: Representación del campo con array no equidistante	57
Figura 8.1: Sistema NFC en el metro.	58
Figura 8.2: Simulación del array como receptor RFID	59
Figura 8.3: Fases asignadas a cada elemento del receptor	60



Figura 8.4: Representación del foco para el receptor RFID.....	61
Figura 8.5: DR del campo lejano en forma polar del receptor RFID.....	62
Figura 8.6: DR en campo lejano en 3D.	62
Figura 8.7: Geometría de la línea microstrip	63
Figura 8.8: Líneas del campo electromagnético de la línea	63
Figura 8.9: Simulación de un divisor en T en línea microstrip.....	65
Figura 8.10: Programa para el cálculo de las dimensiones de la línea	66
Figura 8.11: Simulaciones para adaptar el tamaño del divisor a 5.8GHz	66
Figura 8.12: Diseño final de la red de alimentación	67
Figura 8.13: Representación de los desfases generados por la red de alimentación	67
Figura 8.14: Parámetro S11 que muestra su adaptación a 5.8GHz.....	68

Capítulo 1. Introducción

El desarrollo de antenas en campo cercano es algo relativamente nuevo. Hasta ahora, los sistemas de comunicaciones se basaban principalmente en aplicaciones para campo lejano pero, debido a muchas nuevas aplicaciones y necesidades actuales, se ha dado una mayor importancia al estudio de antenas con capacidad de focalizar en campo cercano o NFF (Near Field Focused).

La idea principal es establecer unas fases concretas para las distintas fuentes de radiación en la apertura de las antenas, de tal forma que la suma de todas sus contribuciones individuales genere un punto focal específico. Este punto estaría situado, como hemos dicho, en campo cercano, concretamente en la zona de Fresnel, y en él se obtendría un máximo de campo radiado tanto en el punto focal, como en los alrededores. De hecho, como mostraremos más adelante, el máximo de densidad de potencia no se encontrará justo en el punto focal teórico, si no entre dicho punto y la antena, a una distancia algo menor de la esperada.

Todo esto se obtiene implementando una red de alimentación que genere fases simétricas para los distintos elementos, de forma que cada fase atribuida sea capaz de compensar las distintas distancias entre los elementos y el punto focal deseado.

El resultado obtenido es, que para una amplitud dada, el pico de densidad de potencia generado por la antena focalizada en campo cercano, será mayor que el que dé la misma antena focalizada para campo lejano [\[Ref.1-2\]](#).

Estas antenas focalizadas en campo cercano, son fácilmente implementables con bocinas, lentes o dipolos, tal y como quedará reflejado en este trabajo, mediante un array plano microstrip. La ventaja con respecto a la red de alimentación necesaria, es que no tiene muchas diferencias con las convencionales en campo lejano y, por ello, podremos construirla de manera semejante.

En este trabajo, en todo lo relacionado con las NFF, nos centraremos en su uso para aplicaciones RFID (Radio Frequency Identification) y centrándonos en la frecuencia de 5.8 GHz.

RFID se trata de una nueva tecnología de almacenamiento de datos y recuperación de los mismos, de forma totalmente inalámbrica, en la que se utilizan dispositivos llamados tags RFID [\[Ref-eléc.1\]](#).

El objetivo principal de esta tecnología es transmitir un código (como los actuales códigos de barras), vinculado a objetos o personas mediante ondas de radio.

Este sistema de comunicación tiene gran cantidad de aplicaciones, como la implantación de chips en medicina para mostrarnos rápidamente el historial clínico de un paciente, la localización y seguimiento de objetos o personas, y hasta la detección de falsificaciones o el inventario automático.



Figura 1.1: Chip RFID

Para realizar el proceso de identificación no es necesario que haya línea de visión directa entre los dispositivos, solo es necesario que tengamos un lector RFID, una etiqueta (tag) RFID integrada en el elemento que queremos autenticar y un subsistema de procesamiento que realice la comprobación. De este modo, el lector recibirá la información de identificación que contienen las tarjetas que hay a su alrededor y se la mandará al subsistema de procesamiento de datos que la procesa y almacena.

Según la aplicación, podemos tener tarjetas (tags) activas o pasivas según si cuentan con una fuente de alimentación integrada o no. Esta opción puede suponer un aumento de precio y de tamaño a costa de conseguir mayores distancias con más fiabilidad, sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones se opta por la opción más económica empleando tarjetas pasivas.

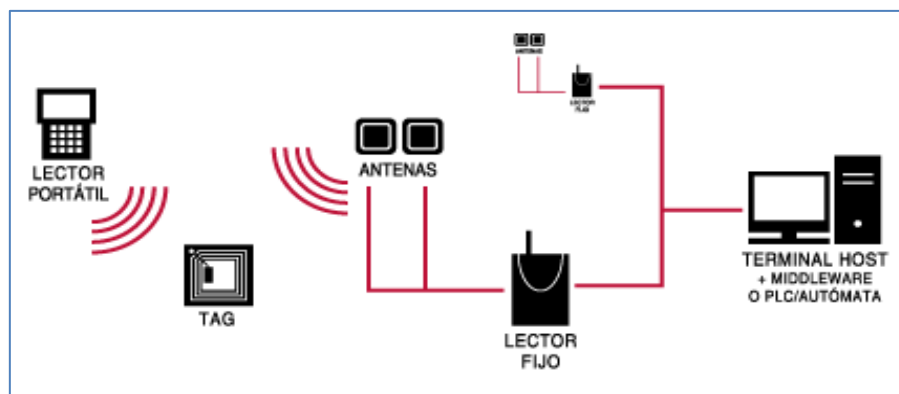


Figura 1.2: Esquema sobre el sistema de comunicaciones basado en RFID

El sistema RFID usa actualmente varias bandas de frecuencia:

- Frecuencia Baja (9 – 135 KHz): Su mayor ventaja es su uso y aceptación a nivel mundial. Es una frecuencia muy arraigada, pero funciona mal en zonas próximas a los metales.
- Frecuencia Alta (13,56 MHz): Normalmente se utiliza en aplicaciones tales como la trazabilidad de los productos, movimientos de equipajes de avión o acceso a edificios.

- Frecuencia Ultra-alta (433 MHz y 860-960 MHz): los equipos que operan a estas frecuencias UHF (*Ultra High Frequency*) no pueden ser utilizados de forma global porque no existen regulaciones globales para su uso y su aplicación depende de la legalidad del país. Este tipo de frecuencia se usa para aplicaciones de trazabilidad con tags activos.
- Frecuencia de Microondas (2,45 GHz y 5,8 GHz): estas frecuencias son las más habituales para los tags activos, no tienen el problema de la falta de regulaciones globales y, además, ofrecen largas distancias de lectura y altas velocidades de transmisión. Los tags activos que operan en el rango de las microondas son muy usados para seguimiento y trazabilidad de personas u objetos

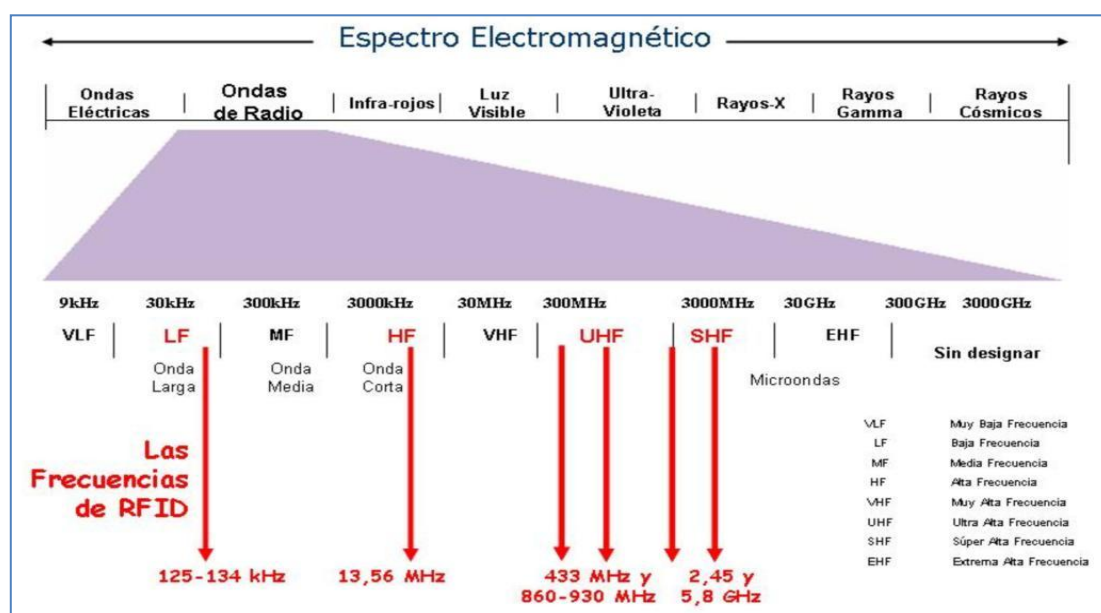


Figura 1.3: Esquema del espectro de frecuencias usado en tecnología RFID

En este estudio nos centraremos en la banda de frecuencias de 5.8 GHz.

Inicialmente estudiaremos las zonas del campo en las que nos interesará trabajar, haremos un estudio del campo cercano para los diferentes tipos de elementos, y diseñaremos varios prototipos de nuestro sistema NFF, haciendo uso de la teoría de arrays y del principio de la superposición de las aportaciones de los elementos en función de sus diferentes fases asociadas.

Con estos diseños, estudiaremos las características que tienen en común dichos escenarios en campo cercano con el campo lejano.

Finalmente, expondremos nuestro diseño basado en un array de antenas de tipo parche, con una alimentación mediante líneas microstrip en paralelo.

1.1. Campo cercano

Se denomina campo cercano debido a que es la región del campo próxima a la fuente, pero también se le llama zona de inducción. Es una región en la que la energía más que radiada es energía “almacenada por el campo”.

Lo podemos dividir en dos regiones, el campo cercano reactivo, o de inducción, y la zona denominada región de Fresnel.

- En la región de inducción no podemos hacer referencia al fenómeno clásico de onda transmitida. La expresión del campo en esta zona es impredecible y suceden fenómenos nada favorables en cuanto a la transmisión, podemos afirmar que prácticamente no existe radiación de energía. Los campos E y H no están en fase y la densidad de potencia disminuye al menos con el cuadrado de la distancia, por lo que su efecto se atenúa rápidamente al alejarnos de la fuente.
- La zona de Fresnel será la región que a nosotros nos interese. Aquí sí tiene sentido hablar del fenómeno de radiación, aunque el diagrama de radiación puede variar mucho en torno a distancias cortas. Esta región no se encuentra muy bien delimitada, ya que depende de varios factores como la longitud de onda, el tamaño de la antena, etc. Según datos de varios autores, no se ha llegado a un acuerdo para limitar claramente esa zona, incluso para determinadas situaciones ni si quiera existe, pasando directamente del campo reactivo al campo lejano [\[Ref.3\]](#).

Una aproximación que nosotros daremos por válida para definir esta zona es la siguiente:

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq r < \frac{2D^2}{\lambda}$$

Donde D es el tamaño de la antena y λ la longitud de onda, igual a la velocidad de la luz en el vacío dividido por la frecuencia de trabajo.

Nos interesará trabajar en la zona de Fresnel ya que es donde se desarrollan muchas aplicaciones para la identificación por radiofrecuencia. Será donde situemos nuestro punto de focalización del cual hablaremos más adelante.

1.2. Campo lejano o de Fraunhffer

El campo de Fraunhffer es una zona alejada de la antena en cuanto a longitud de onda, $r > \frac{2D^2}{\lambda}$, y es donde se genera en su totalidad el fenómeno de radiación. El diagrama de radiación no varía con la distancia, y los campos E y H son ortogonales y están en fase. A diferencia de lo que ocurría para campo cercano, la densidad de potencia se atenúa con el cuadrado de la distancia $\frac{1}{r^2}$

1.3. Punto de Focalización o Foco

Nos referiremos en adelante como punto de focalización o “Foco”, a la región en la que nos interesará crear la mayor cantidad de densidad de potencia posible.

Dicho punto deberá estar situado en campo cercano, y más concretamente en la zona de Fresnel. Para llegar a obtenerlo, haremos uso de la teoría de arrays y el principio de superposición.

La idea principal de este estudio será diseñar un array capaz de focalizar la energía individual de todos sus elementos hacia un determinado punto en concreto, situado en el campo cercano, a una distancia concreta de la antena, para poder usar ese array como un lector RFID.

Para ello, a continuación se explican brevemente algunos conceptos básicos de las antenas y de la teoría de arrays.

Capítulo 2. Teoría de Arrays de antenas

Un array no es más que un conjunto de antenas, una suma de radiadores idénticos, orientadas de igual forma y conectadas entre sí por un circuito físico.

Cuando hablamos de un array podemos referirnos a este como una única antena, la cual está formada por un conjunto de elementos a los que se les alimenta con una amplitud y fase coherente, en función del diagrama de radiación deseado.

2.1. Diagrama de Radiación (DR)

El diagrama de radiación de una antena no es más que una representación gráfica de la forma en la que radia dicho elemento. Normalmente, en el diagrama se sitúa la antena en el origen de coordenadas y se expresa el valor del campo tomando como referencia el valor máximo de la magnitud, asumiendo el resto de valores como relativos a él, comparativos en unidades de dB.

Por lo tanto, el DR no nos muestra nunca valores absolutos, si no la forma de radiación, hacia dónde se radia más o menos.

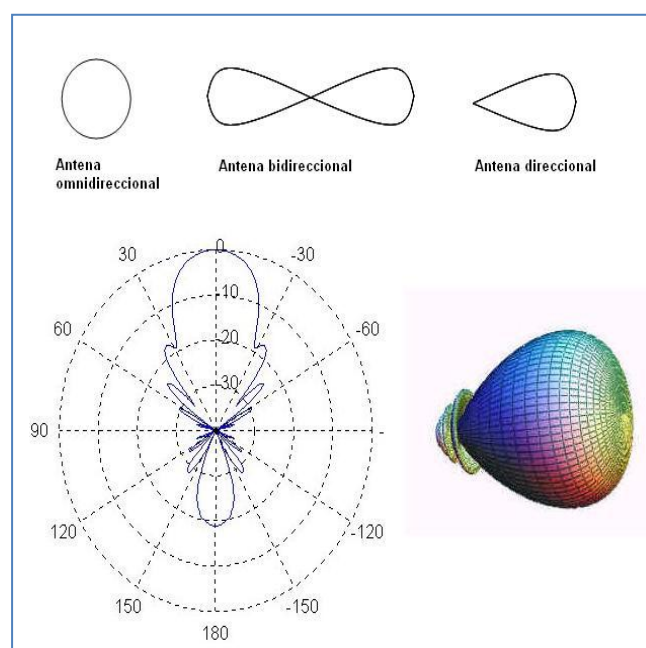


Figura 2.1: Representación DR en polares y 3D

Normalmente el diagrama de radiación se representa en coordenadas polares, tal y como se muestra en la Figura 2.1, o en función de lo que más nos interese mostrar de éste, también se puede representar en 2D o 3D.

2.2. Parámetros del diagrama de radiación

Durante el transcurso de este trabajo se hace referencia a una serie de parámetros directamente relacionados con el DR [\[Ref-eléc.2\]](#).

A continuación se explican brevemente los más importantes:

- Lóbulo: Se trata de una región del diagrama, la cual se encuentra delimitada por regiones más débiles de radiación.
- Lóbulo principal: Es el lóbulo que contiene la dirección de máxima radiación.
- Lóbulo secundario: Son el resto de lóbulos del diagrama.
- Anchura de haz: Normalmente referido al lóbulo principal, y se suele expresar en dos formas, como anchura entre nulos, o anchura a -3dB de potencia.
- Dirección de apuntamiento: Es la dirección donde es máxima la radiación, donde apunta el lóbulo principal.
- Nivel del lóbulo secundario (SLL): Representado en dB muestra la relación entre el lóbulo principal y su adyacente o secundario.

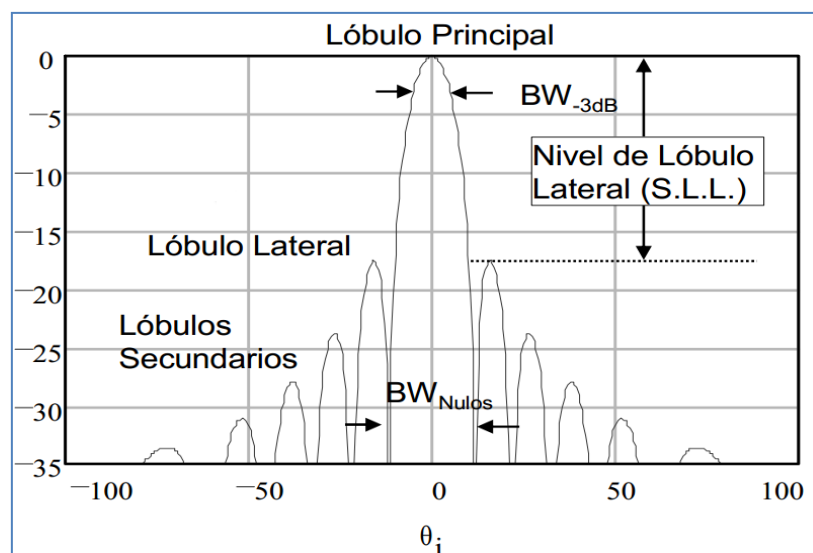


Figura 2.2: Parámetros del diagrama de radiación

Directividad (D):

La Directividad es otro de los conceptos importantes a tener en cuenta de una antena, y se define como la relación de intensidades entre una determinada antena, y otra isotrópica que radia con la misma potencia total, en la dirección de máxima radiación.

El concepto de directividad es aplicable a campo lejano, en campo cercano deberemos referirnos al concepto de focalización.

2.3. Tipos de Arrays

En función de la geometría, existen principalmente tres tipos de array:

➤ Lineales

Se denominan así cuando un conjunto de N elementos se agrupan a lo largo de una línea recta distanciándose unos de otros ciertas longitudes, permitiendo llegar a controlar el diagrama de radiación en el plano que contiene dicha línea, aunque generalmente los elementos se colocan de manera equidistante.

Este tipo de arrays serán los más usados en este trabajo, por su sencillo diseño e implementación.

➤ Planos

Se llama así cuando los elementos se agrupan en 2D sobre un plano, pudiendo con ellos conseguir una mayor directividad y control del DR. Pueden dirigir el haz principal en cualquier dirección.

➤ Conformado (Cilíndricas, Esférica)

Se llama así cuando los elementos se sitúan sobre una superficie curva, como un cilindro, un cono, una esfera o sobre otras superficies como el ala de un avión.

Estos últimos no serán de interés para este estudio.

No olvidemos que nuestro principal interés es conseguir concentrar la mayor densidad de potencia en torno a un punto, al cual denominaremos “foco”. Por ello es tan interesante el uso de arrays, pues su uso nos permite obtener, por ejemplo, diagramas unidireccionales estrechos, imposibles de conseguir mediante distribuciones continuas de corrientes lineales.

Sabemos que el campo que radia un determinado elemento aislado en un punto cualquiera del campo, es igual al campo radiado que generaría situado en el origen de coordenadas, multiplicado por el cociente de una cierta alimentación con respecto a una corriente de referencia, y multiplicado por un término de fase que tiene en cuenta el desplazamiento desde su posición hasta el origen.

$$\bar{E}_{rad}(r,\theta,\varphi) = \bar{E}_{rad}(0,0,0) * \frac{I}{I_0} e^{jk\bar{r}_i\hat{r}} \quad (\text{Ecuación 2.1})$$

Donde \bar{r}_i hace referencia al desplazamiento.

Lo más común es que un array tenga por condición que todos sus elementos sean idénticos e igualmente orientados. Por ello, sabemos que individualmente el diagrama de radiación de cada uno de ellos es idéntico al del resto, lo cual nos facilita su cálculo total a través de una simple traslación en distancia de cada uno de los elementos. Para ello es necesario conocer el concepto de factor de array.

El factor de array no es más que el resultado de una simplificación matemática, pues digamos que es la parte del campo radiado total, que sólo depende de la posición de cada uno de los elementos, las diferentes amplitudes y sus fases. Por lo tanto, no depende del tipo de antena y podemos sacarlo como factor común, donde en su caso más general nos queda lo siguiente:

$$FA(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N a_i e^{j\varphi_i} * e^{jk\vec{r}_i \cdot \hat{r}} \quad (\text{Ecuación 2.2})$$

Donde: FA es el factor de array.

El sumatorio representa el conjunto de elementos.

$a_i = I/I_0$.

φ_i Representa la fase asociada a cada elemento.

A esta propiedad de sacar factor común al campo radiado por el elemento de referencia se la conoce como el “Principio de multiplicación de Diagramas”.

A través de este factor de array, podemos calcular el diagrama de radiación total generado por el conjunto de los elementos de la siguiente forma:

$$\vec{E}_{rad}(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_{rad}(0,0,0) * FA(\theta, \varphi) \quad (\text{Ecuación 2.3})$$

Como conclusión, vemos que el campo radiado por la totalidad de los elementos que componen un array se puede hallar aplicando el principio de superposición de las ondas, el cual viene derivado de las ecuaciones de Maxwell, del que se deduce que el sumatorio de los campos radiados individuales por cada elemento, es igual al campo total generado por la totalidad de dichos elementos. En este caso, al referirnos a ese conjunto, haremos referencia a un determinado array.

Observamos que, una vez tenemos el diagrama de radiación del elemento de referencia, para calcular el campo total generado de un conjunto de N elementos únicamente necesitamos conocer 3 factores, los cuales describen completamente al factor de array:

- Amplitud de los elementos.
- Fase asociada a cada elemento.
- Posición relativa de cada elemento.

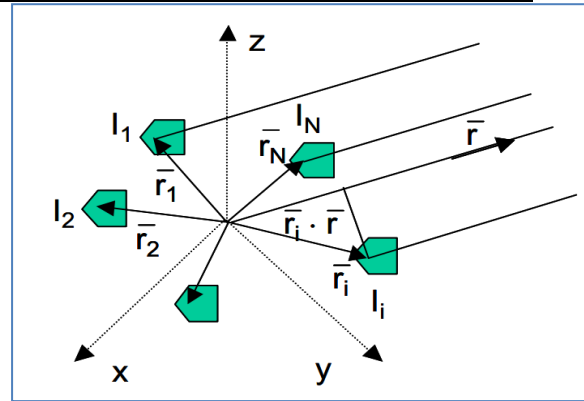


Figura 2.3: Representación de las amplitudes y posiciones de los posibles elementos

2.4. Array lineal

El tipo de agrupación que más usaremos para la distribución de los elementos será de tipo lineal. La forma más sencilla de analizar este tipo de distribución es colocar los elementos a lo largo del eje z, de tal forma que la simetría sólo dependa de la variable angular θ .

2.4.1 Array lineal de fase y amplitud constante

Inicialmente nos centraremos en arrays lineales, equiespaciados y con amplitud y fase constante.

Haciendo uso de las ecuaciones 2.2 y 2.3, llegamos a la siguiente expresión del campo radiado por este tipo de distribución:

$$\begin{aligned}\bar{E}_{rad}(r, \theta, \varphi) &= \bar{E}_{rad(0,0,0)} * FA(\theta, \varphi) = \\ &= \bar{E}_{rad(0,0,0)} A e^{j\varphi} * \sum_{i=1}^N e^{jkd_i \cos \theta}\end{aligned}\quad (\text{Ecuación 2.4})$$

Donde lo que hacemos es sacar factor común la amplitud A y la fase φ de los elementos, dejando como único parámetro variable en el factor de array la posición de las antenas.

Normalmente, a la expresión " $kd_i \cos \theta$ " se la denomina como la variable ψ , la cual es una función periódica de periodo 2π .

De esta forma, el campo radiado queda completamente definido, con la expresión del factor de array en función de " ψ ":

$$FA(\psi) = \sum_{i=1}^N e^{j\psi_i} \quad (\text{Ecuación 2.5})$$

Llegados a este punto, es importante dar a conocer el concepto de Margen Visible del diagrama de radiación, el cual se refiere al conjunto de puntos reales del campo que salen a partir del intervalo de valores que proporciona la variable “ ψ ”.

Haciendo mención a la relación:

$$\psi = kdcos\theta \quad (\text{Ecuación 2.6})$$

de manera sencilla podemos deducir los intervalos entre los que se mueve la variable para este tipo de arrays:

$$\psi \in [-kd, kd]$$

2.4.2 Array lineal de amplitud constante y fase progresiva

Estamos hablando de arrays uniformes de fase constante. Evidentemente, con una alimentación que desfase las señales para cada elemento, podemos construir un array con elementos en fase progresiva:

$$\bar{E}_{rad}(r,\theta,\varphi) = \bar{E}_{rad}(0,0,0)A * \sum_{i=0}^N e^{jkd_i cos\theta} * e^{j\alpha} \quad (\text{Ecuación 2.7})$$

dando cabida a nuevas distribuciones y a un nuevo rango de margen visible, pues ahora la ecuación 2.6, pasaría a tener la siguiente forma:

$$\psi = kdcos\theta + \alpha \quad (\text{Ecuación 2.8})$$

Donde el valor α , es la diferencia de fase con los elementos contiguos.

En este caso, el intervalo de ψ varía de la siguiente manera, generando un nuevo margen visible:

$$\Psi \in [-kd+\alpha, kd+\alpha]$$

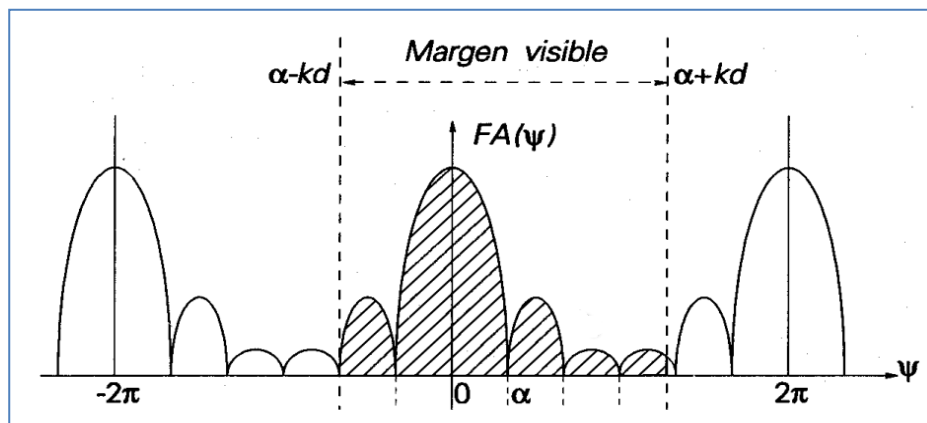


Figura 2.4: Representación del margen visible para array con fase progresiva

2.5. Array plano

En las distribuciones de elementos planos, las antenas quedan situadas en el plano XY de forma equiespaciada.

Se trata de matrices de M x N elementos donde, las expresiones generadas del campo y el concepto sobre el factor de array, siguen siendo válidas con pequeñas modificaciones. La única diferencia con el array lineal es que varía la posición de los elementos en torno a dos coordenadas (X,Y), al contrario que en las distribución lineal en la que situábamos todos los elementos en el eje Z.

Por la tanto, la expresión del campo radiado sigue teniendo valor en este escenario, donde el campo total es el factor de array multiplicado por el campo radiado del elemento de referencia en el origen, tal y como expresaba la ecuación 2.4.

$$\bar{E}_{rad}(r,\theta,\varphi) = \bar{E}_{rad}(0,0,0) * FA(\theta, \varphi) \quad (\text{Ecuación 2.4})$$

La diferencia principal se centra en el contenido del FA. Ahora, tanto el desfase de los elementos como su posición, varían a lo largo del los ejes X e Y, por lo tanto, la expresión del factor de array resulta de la siguiente manera:

$$FA(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M * \sum_{n=1}^N a_{mn} e^{jm\alpha_x} e^{jn\alpha_y} * e^{jmk\bar{r}_x\hat{r}} e^{jmk\bar{r}_y\hat{r}}$$

Donde: α_x , Es el desfase a lo largo de X. (Ecuación 2.9)
 α_y , Es el desfase a lo largo de Y.
 $\bar{r}_x\hat{r} = dx\text{sen}(\theta)\cos(\varphi)$.
 $\bar{r}_y\hat{r} = dy\text{sen}(\theta)\text{sen}(\varphi)$

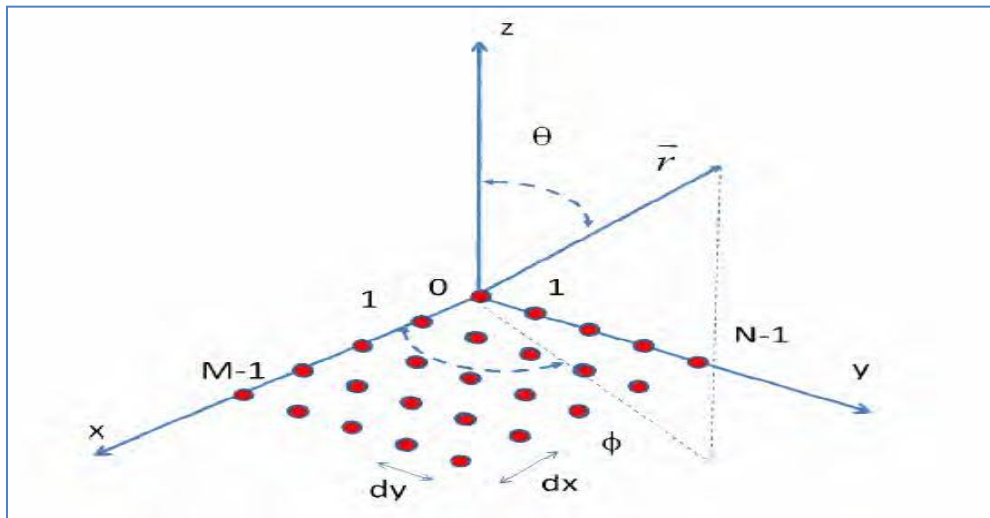


Figura 2.5: Representación de un array plano

Con lo cual, para simplificar la expresión de nuevo, nos referimos a las siguientes expresiones:

$$\psi_x = kdx \sin \theta \cos \varphi + \alpha_x$$

$$\psi_y = kdys \sin \theta \sin \varphi + \alpha_y$$

De donde podemos deducir finalmente la expresión del campo total radiado para un array plano con amplitudes iguales:

$$\bar{E}_{rad}(r, \theta, \varphi) = \bar{E}_{rad}(0,0,0) A * \sum_{m=1}^M e^{jm\psi_x} \sum_{n=1}^N e^{jn\psi_y} \quad (\text{Ecuación 2.10})$$

2.6. Aplicación de la teoría sobre NFF (Near Field Focused)

Ahora que ya conocemos la expresión para generar un array lineal con distribuciones de fase uniformes y progresivas, nuestra intención será fijar a cada elemento unas fases concretas.

Con el fin de lograr que nuestro array focalice en un punto concreto del campo cercano, nuestro principal trabajo será hacer uso de la diferenciación de las fases de cada elemento. Para ello, necesitaremos llegar a una expresión mediante la cual se pueda conseguir que se genere un acoplo de ondas constructivas en torno a una determinada zona, y generar con ello un aumento en la densidad de radiación en la zona deseada.

Sabemos, mediante el teorema de la superposición, que el sumatorio de los campos radiados individuales por cada elemento, es igual al campo total generado por la totalidad de dichos elementos.

Para ello, lo único que tenemos que conseguir es ajustar las fases de cada elemento a sus respectivas distancias con el foco. Así pues, la diferencia de fase será una corrección en distancia, es decir, mediante el desfase adicional, se compensa la diferencia en distancia y podremos conseguir que el conjunto de los elementos radie hacia un mismo punto.

El vector de fases que se debe generar nos lo proporciona la siguiente expresión:

$$\phi_i = -K_0(\sqrt{f^2 + \rho_i^2} - f) \quad (\text{Ecuación 2.11})$$

Donde ϕ_i será la fase asociada a cada elemento, la cual dependerá de la distancia entre el array y el foco f , de la distancia de cada elemento al centro del array ρ_i y de la constante de propagación en el vacío $K_0 = 2\pi/\lambda$.

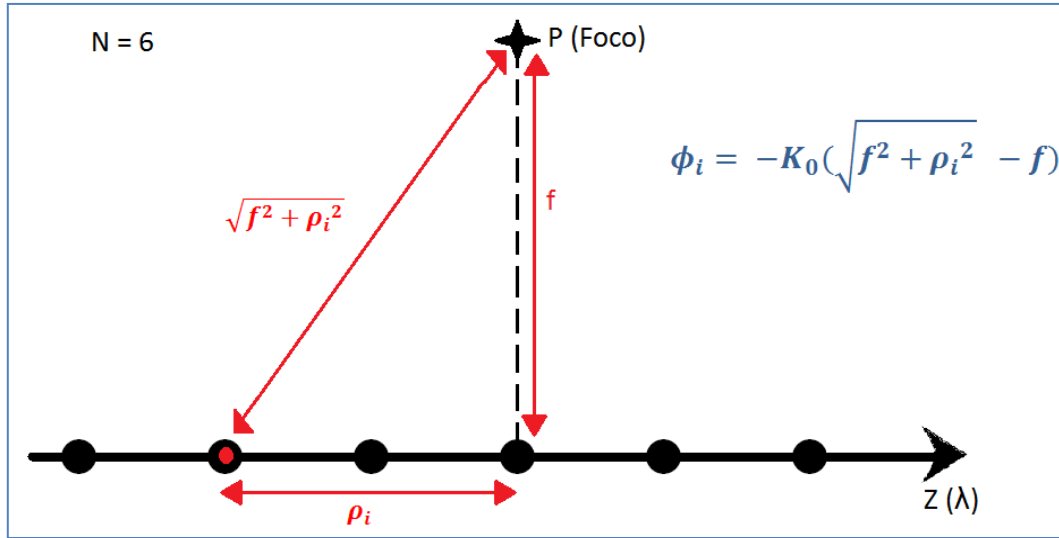


Figura 2.6: Representación esquemática de la ecuación 2.11

De esta forma, la expresión del campo vendrá dada por:

$$\bar{E}_{rad}(r, \theta, \varphi) = \bar{E}_{rad}(0,0,0) \frac{A}{r_i} \sum_{i=1}^N e^{jkd_i \cos \theta} * e^{j\phi_i} \quad (\text{Ecuación 2.12})$$

2.7. Teoría de arrays para el campo lejano

En el estudio de las distribuciones geométricas de elementos, podemos decir que el factor de array es, una vez conocido el diagrama de radiación del elemento específico, quien nos va a decir cómo afecta finalmente al espectro de radiación la suma del conjunto de antenas, en función de sus fases, amplitudes y posiciones.

Es tanto así que podemos extrapolar el sentido del factor de array al de la transformada discreta de Fourier, estableciendo así una relación entre los arrays y el tratamiento espectral de las señales.

En esta ocasión no pasaremos hacia el dominio de la frecuencia como en la DFT, si no que iremos desde el dominio del espacio hacia el diagrama de radiación, siendo éste el dominio angular. Este desarrollo se ve más claro estudiando algunas de las propiedades que nos relacionan estos dos conceptos.



Sabemos que, en el dominio del tiempo, al aplicarle la DFT a un pulso de gran tamaño se convierte en el dominio espectral en una banda frecuencial pequeña, y viceversa si aplicamos la DFT^{-1} . La relación existente con la teoría de arrays es que, cuanto mayor sea la antena (tomando como referencia la longitud de onda en la que trabajemos), el lóbulo principal será más estrecho, y viceversa. Esto quiere decir que, si hacemos referencia a un array lineal, al aumentar el número de elementos, haciendo mayor la longitud total del array, se consigue una mayor directividad, el haz del lóbulo se hace más estrecho. Igual ocurre si en el mismo array separamos más los elementos equiespaciados, pues lo que realmente importa para este fenómeno es el tamaño total de la antena.

Es por esta causa por la cual, cuando se requiere de mucha directividad para una aplicación, se suelen realizar diseños basados en arrays en los cuales, aparte de su tamaño (en términos de λ) y fase de los elementos, es muy importante su distribución en amplitudes, pues en función de éstas, también se generan importantes cambios en el diagrama de radiación y, por lo tanto, en la directividad. Esta es otra relación directa con la DFT, pues sabemos que excitaciones de mayor tamaño en los bordes de la banda espectral que en el centro, producen “desvanecimientos” en el centro del pulso temporal, y viceversa, siguiendo una función de excitación mayor en el centro que en los bordes, se genera el efecto de un “enventanamiento” del pulso.

La relación que esto tiene con el concepto de la teoría de arrays es que, para distribuciones por ejemplo, en las que los elementos centrales de un array lineal tengan una mayor amplitud, se genera en el diagrama de radiación un lóbulo principal más ancho y, por lo tanto, menos directivo, con unos lóbulos secundarios más bajos. Sin embargo, si la función aplicada sobre el array es uniforme para todos sus elementos, nos encontraremos con un diagrama de grandes lóbulos secundarios y un haz principal estrecho y, por tanto, mayor directividad.

De este modo, las diferentes distribuciones en amplitud nos pueden ayudar a generar diagramas más directivos. Algunos de los ejemplos más típicos de distribuciones son los que se muestran en la figura siguiente, donde además se ve su efecto en el diagrama de radiación.

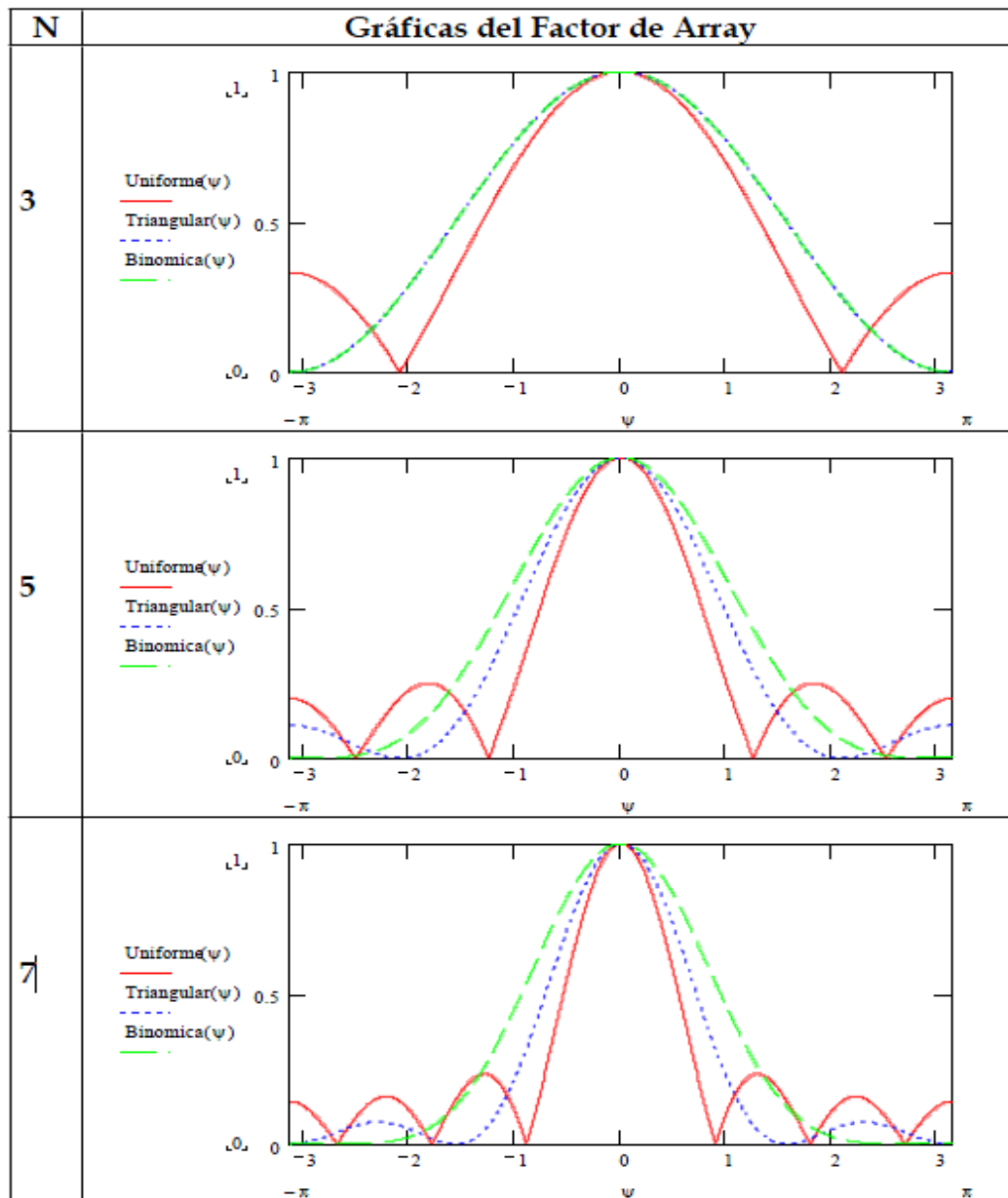


Figura 2.7: Gráficas de las diferentes distribuciones de amplitud para varios arrays

Nuestro interés en estudiar este efecto sobre el campo lejano, será más adelante el de intentar relacionar todo este estudio que ya conocemos con los escenarios que planteemos para el campo cercano, y ver si la teoría de arrays en campo lejano se puede extender al campo cercano.

Capítulo 3. Estudio de un array lineal en campo cercano

Los conocimientos sobre campo lejano para la teoría de arrays, nos sirven como punto de inicio para nuestro trabajo, dirigido hacia el estudio para NFF (Near Field Focused). Aquí estudiaremos las relaciones entre la conocida como zona de Fraunhofer y la región de Fresnel para deducir el comportamiento de los arrays de antenas en campo cercano.

A continuación, observaremos el comportamiento de un array lineal de elementos isotrópicos, en función de factores como el número de elementos (N), la distancia entre ellos, o las diferentes distribuciones en amplitud de los mismos. A través de las expresiones deducidas anteriormente, en concreto sobre las ecuaciones 2.11 y 2.12, podemos generar matemáticamente el diagrama de radiación de un conjunto lineal de elementos, con el fin de focalizar en campo cercano a una distancia dada.

Para este primer estudio construiremos un array lineal formado por N antenas equiespaciadas entre sí y con igual amplitud A . Nuestra frecuencia de trabajo siempre será la misma, centrándonos en la banda de trabajo para aplicaciones RFID $F = 5.8 \text{ GHz}$.

Con el fin de poder simular este escenario, hacemos uso de la herramienta Matlab, con la cual podemos ver de manera gráfica los diagramas de fase que vamos generando, apreciando así de forma más intuitiva sus características.

A continuación, en la Figura 3.1, se representa una simulación sobre la superposición de ondas generadas por un array de 10 elementos isotrópicos, situados a lo largo del eje X de forma equiespaciada, y separados una distancia de 8 cm, lo que equivale aproximadamente a 1.5λ . Situamos nuestro punto de focalización a 13λ (70 cm del centro la antena).

Veremos cómo, al distanciar unos elementos de otros una distancia mayor que 1λ , introducimos en el diagrama de radiación más de un máximo, lo cual en nuestro caso para campo cercano, provoca que se generen otros focos además del deseado. Estos máximos son los conocidos “grating lobes”, y se generan en los arrays cuando la distancia entre los elementos es mayor a 1λ , pues como sabemos, el diagrama de radiación se repite cada intervalo de 2π y, si ponemos esa distancia entre elementos, introducimos esos máximos en el margen visible. Podemos observar en esta figura cómo en los bordes del array tiende a aparecer este fenómeno.

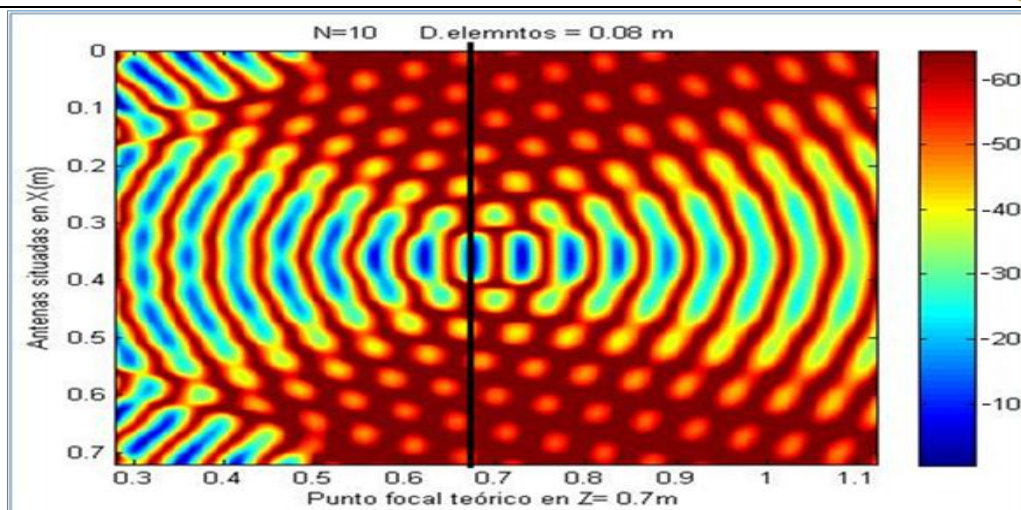


Figura 3.1: Representación del teorema de la superposición de ondas hacia un punto (foco).

Este diagrama representa la suma de ondas constructivas en torno a un determinado punto, al cual denominamos foco. A través de este tipo de representaciones estudiaremos las diferentes características y parámetros que pueden afectar a la posición del foco. Más adelante, con el uso de la herramienta CST, de la que ya hablaremos, se verá con más detalle el campo que generan este tipo de antenas.

Observamos cómo, variando las fases de cada elemento, haciendo uso de la ecuación 2.11, podemos generar en un punto (foco) una suma de ondas constructivas que, finalmente, correspondan a un máximo de potencia generada.

Es evidente que nuestro interés en este estudio será la variación de los parámetros del array, con el fin de obtener un diagrama de radiación con una alta capacidad de focalización, y un SLL que haga significativamente poco apreciables los lóbulos secundarios.

3.1. Relación tamaño del array y distancia focal

Como sabemos de la teoría de arrays en campo lejano, a medida que el tamaño total de la antena es mayor (en términos de longitudes de onda), obtenemos un diagrama de radiación más directivo.

En campo cercano ocurre el mismo fenómeno con respecto al tamaño del foco generado, pero ahora debemos tener en cuenta también la distancia focal y su relación con el tamaño de la antena. Cuanto mayor es el array, más debemos alejar el foco para trabajar en la región de Fresnel, ya que si lo colocamos muy cerca (Figura 3.1.a), estaremos trabajando en la zona de inducción y, aunque matemáticamente sí se genera un foco de radiación, realmente no nos sirve pues, como ya hemos comentado, en esa región no podemos hablar exactamente de radiación. Esta relación mostrada en

la figura 3.1.a, sería del orden de $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)} = 0.1$, donde observamos claramente un punto de focalización. Vemos que, al aumentar el tamaño del array, tal y como pasaba en campo lejano, se aumenta la focalización.

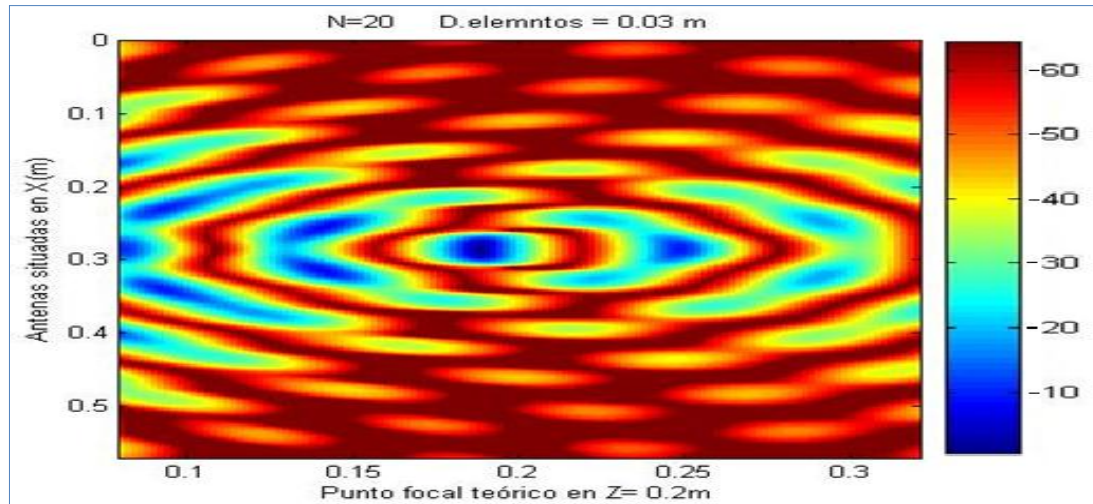


Figura 3.1.a: Representación del campo en la región inductiva.

En el caso contrario, para una relación mayor, como por ejemplo: $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)} = 4$, nos situamos ya en campo lejano, donde se puede conseguir una alta directividad, pero lograr un punto de focalización en torno a una pequeña región del campo se hace imposible, pues la teoría de NFF y la aplicación de la ecuación 2.11 $\phi_i = -K_0(\sqrt{f^2 + \rho_i^2} - f)$, no es aplicable cuando la distancia del foco a la antena es grande (hablando en términos de longitudes de onda). Podemos conseguir aplicar el fenómeno de la superposición de ondas a altas distancias, pero concentrar la potencia en campo lejano en un punto en concreto no es posible. Por lo tanto, igual que no podemos hablar de directividad en campo cercano, tampoco podemos hablar de focalización en campo lejano. A continuación vemos cómo sería la supuesta representación de la focalización en campo lejano.

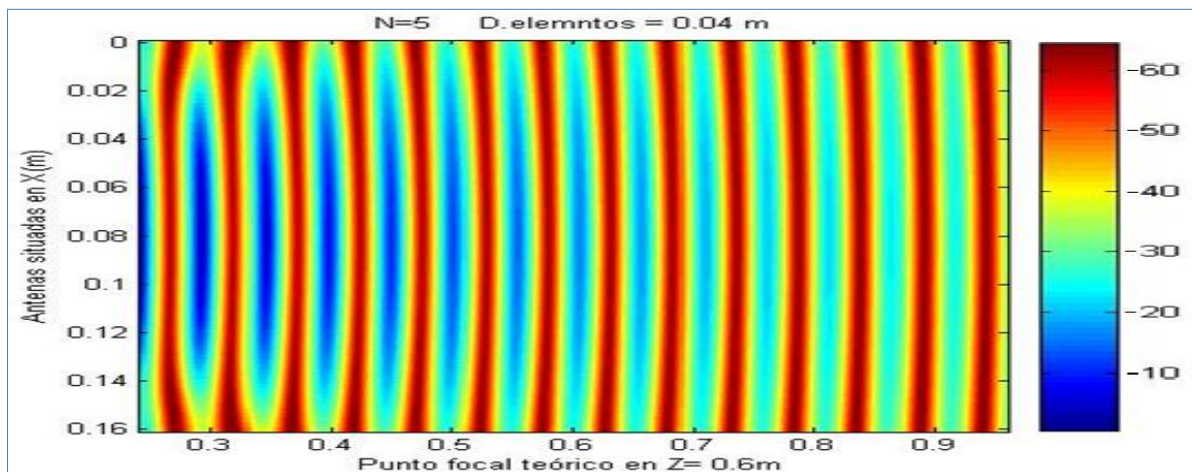


Figura 3.1.b: Representación de la focalización en campo lejano

De este modo vemos que es complicado lograr la focalización en un punto determinado, pues para conseguirlo siempre deberemos trabajar en la región de Fresnel, la cual está relacionada directamente, no sólo con la posición del foco en nuestro caso, si no también con el tamaño de la antena. Existe una relación directa entre la distancia focal " $D.foco(\lambda)$ " y el tamaño total de la antena " $L(\lambda)$ ", la cual nos dará una referencia, siempre aproximada, de en qué región del campo estamos trabajando. Decimos que es aproximada, porque la línea exacta que separa una región del campo de otra, no está perfectamente definida, si no que depende de muchos factores en cada caso.

Por ello y para asegurarnos que trabajamos en la región de Fresnel, tomaremos tal y como hacen otros autores [\[Ref.1, 3, 5\]](#), una relación aproximada:

$$\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)} = 1$$

A continuación veremos que, aún teniendo esa limitación, podemos variar factores como la distribución de amplitudes de los elementos, la distancia entre los mismos, o el tamaño del propio array, con el objetivo de “eliminar” lóbulos secundarios, logrando así una haz del foco con mayor o menor tamaño, posición, etc.

3.2. Variación de la distancia focal

El hecho de crear una densidad de potencia en un punto muy concreto (con un diámetro de no más de varias longitudes de onda) es algo que, como ya hemos comentado, es posible prácticamente sólo en campo cercano, y aún así, no es fácil situar dicho punto focal exactamente en un punto concreto.

Volviendo al escenario de la Figura 3.1, donde nuestra intención es conseguir situar el foco a una distancia de 70 cm del array, vemos que, al hacer la simulación a esa distancia, varía un poco con respecto a la teórica, consiguiendo una suma de ondas constructivas en una posición algo inferior a la deseada. Por lo tanto, el máximo de la densidad de potencia también se verá afectado. En este caso se consigue focalizar a 67 cm, lo que nos genera un error en torno al 4%.

Este efecto no se trata de algo sumamente crítico, pues normalmente introduce errores muy pequeños y es sencillo de paliar teniendo en cuenta esa desviación en el diseño. Por ello, y como es un aspecto que siempre se hace presente, nos interesará estudiar las variables que afectan a este fenómeno y cuáles tendremos que tener en cuenta para que, al diseñar, situemos nuestro foco en la zona adecuada:

- **Relación:** $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)}$

Anteriormente hemos comentado que tomaremos un valor en torno a 1 para esta referencia, pero observamos que, alterando mínimamente éste, obtenemos diferentes errores en la distancia focal. Recordamos que debemos variar mínimamente esta función, para no trasladar nuestro estudio a otra zona que no sea el campo cercano.

Inicialmente, trabajamos con un array lineal de tamaño 55cm y situamos el foco a 50cm, con lo que obtenemos una relación $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)} = 0.9$, un valor algo inferior a 1. Como observamos en la Figura 3.2.a, obtenemos el foco a una distancia de unos 45 cm, un valor menor a la distancia para la que inicialmente diseñamos, y con ello se produce un error del 10%.

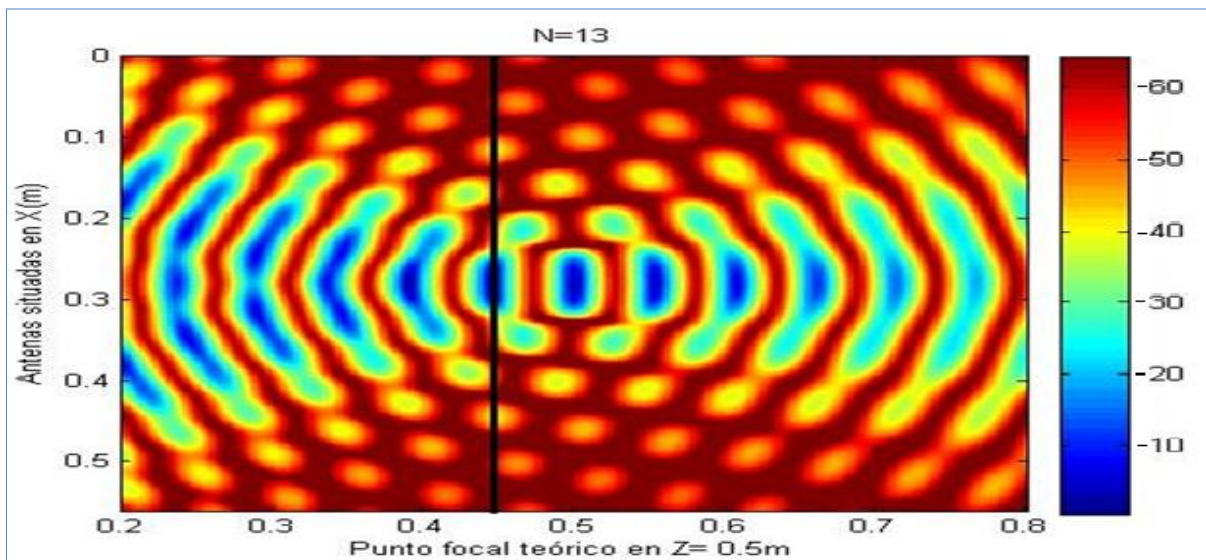


Figura 3.2.a: Representación del error en la distancia focal para $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)} = 0.9$

En el caso contrario (Figura 3.2.b), fijamos la posición focal en el mismo sitio que en el escenario anterior, pero ahora lo que hacemos es variar el tamaño del array sin modificar el número de elementos, disminuyendo su tamaño hasta los 45 cm. De esta forma, nuestra relación es $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)} = 1.1$, un valor algo menor. Observamos cómo aumenta el error hasta un 18%, situando de esta manera el foco a 41cm del array.

Como conclusión, vemos que, cuanto mayor es el tamaño total de la antena con respecto a la distancia focal (en términos de λ), menor es el error, aunque más nos acercamos a la zona de campo reactivo. Por otro lado, si alejamos el punto focal, o de forma equivalente hacemos menor el tamaño del array, conseguimos un error mayor. Estas desviaciones focales pueden variar en un intervalo entre el 1% y el 50% en función de la anterior relación.

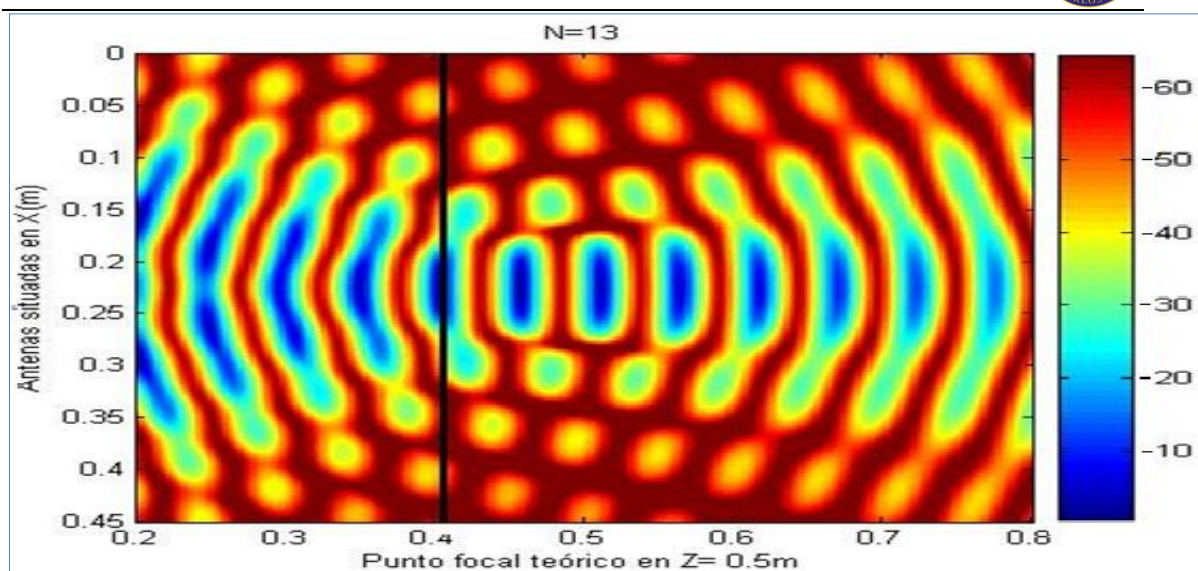


Figura 3.2.b: DR donde se representa con la línea vertical la posición focal a 41cm

- Para diferentes distribuciones de amplitud

Para los cálculos anteriores se ha utilizado una distribución de amplitud uniforme para todos los elementos del array pero, al modificar el tipo de distribución, también se altera el error en la distancia focal.

Al pasar de una distribución uniforme a una triangular, en la que se adjudica más potencia a los elementos centrales del array que a los de los extremos, hemos podido observar cómo la suma de ondas constructivas (y por lo tanto, el máximo de densidad de potencia o foco) se genera a una distancia algo inferior que para el caso uniforme.

- En función de la frecuencia

Una vez generamos un vector de fases ϕ_i para los elementos, mediante la ecuación 2.11, si fijamos dicho vector y modificamos la frecuencia de trabajo, podemos variar sustancialmente la distancia focal. Esto puede resultar muy útil si quisiéramos hacer un barrido de una zona determinada, tal y como se hace en sistemas radar, ya que moveríamos el foco variando la frecuencia.

A continuación, se expone el caso en el que diseñamos el vector de fases ϕ_i para un array a una frecuencia de 5.8 GHz. Estas fases quedan “fijadas” en función de la frecuencia, pero si usamos para el mismo diseño una frecuencia de trabajo diferente, sin modificar ese vector de fases, obtenemos variaciones en la distancia focal.

En la siguiente figura 3.2.c se ilustra este fenómeno, variando la frecuencia un $\pm 10\%$ en torno a la frecuencia central de trabajo.

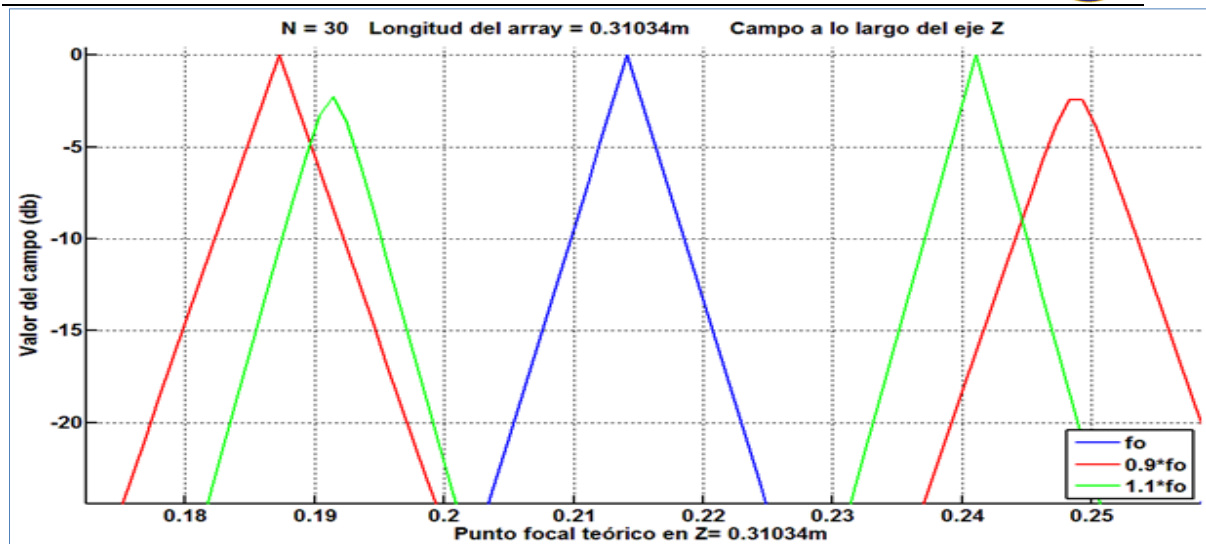


Figura 3.2.c: Posición focal fijado ϕ_i y variando la frecuencia de entrada

Para estudiar la figura 3.2.c, debemos fijarnos únicamente en los picos cuyo valor máximo alcanza los 0dB, pues son los que muestran la posición focal exacta. Observamos que, para la frecuencia para la que diseñamos el sistema (5.8 GHz representado en color azul en la figura), obtenemos una distancia focal de 21.4 cm (teórica de 31 cm).

Sin embargo, vemos que, sin modificar ese vector de fases, si introducimos en el sistema una señal con una frecuencia un 10% menos que f_0 (5.2 GHz representado en color rojo), la distancia focal disminuye hasta los 18.8 cm. Con una frecuencia un 10% mayor que f_0 (6.38 GHz representado en color verde) la distancia focal se coloca en 24.2 cm.

De esta forma, vemos que alteramos sustancialmente la posición focal y, como hemos dicho, podría usarse para barrer una determinada zona del campo, sin alterar el diseño.

Por último decir que, a pesar de que todos estos parámetros modifican la distancia focal, la mejor forma para corregir el error es asignando desde el principio un vector de fases ϕ_i que prevenga este efecto. Como sabemos que el foco se va a desplazar un tanto por ciento, simplemente hay que calcular las fases sumando a nuestra distancia focal deseada ese pequeño porcentaje de error.

Capítulo 4. Estudio de un array plano

Hasta ahora hemos estado realizando el diseño para antenas distribuidas linealmente y de forma equiespaciada a lo largo del eje X. Ahora situaremos dichas antenas en un plano, también de forma equiespaciada y, al igual que con los arrays lineales, estudiaremos los factores que afectan a la distancia del foco y a su superficie.

Veremos que todos los cálculos expuestos anteriormente siguen siendo válidos para esta nueva distribución, tanto la variación de la distancia focal en función de varios parámetros, como la relación sobre la distancia del foco y el tamaño de la antena, a la que en este apartado nos referiremos como lado del array.

Ahora nuestro escenario es un array cuadrado situado en el plano XY, formado por 64 elementos separados de forma equidistante una distancia de 0.8λ , y con una distribución uniforme en amplitud. Calcularemos el vector de fases $\phi_{i,j}$ correspondiente para una distancia focal de 8.2λ .

En la Figura 4.1 se muestra este escenario y se representa, al igual que para los arrays lineales, el diagrama de ondas generado mediante el teorema de la superposición, el cual queda definido mediante la intersección de varios planos. Podemos ver cómo se genera un foco claro, ahora situado aproximadamente a 7.2λ , con lo que de nuevo obtenemos un error sobre la distancia focal, esta vez de un 12%. Vemos cómo las ondas interfieren constructivamente a lo largo del eje Z pero, una vez se alcanza la posición del foco, su intensidad va disminuyendo.

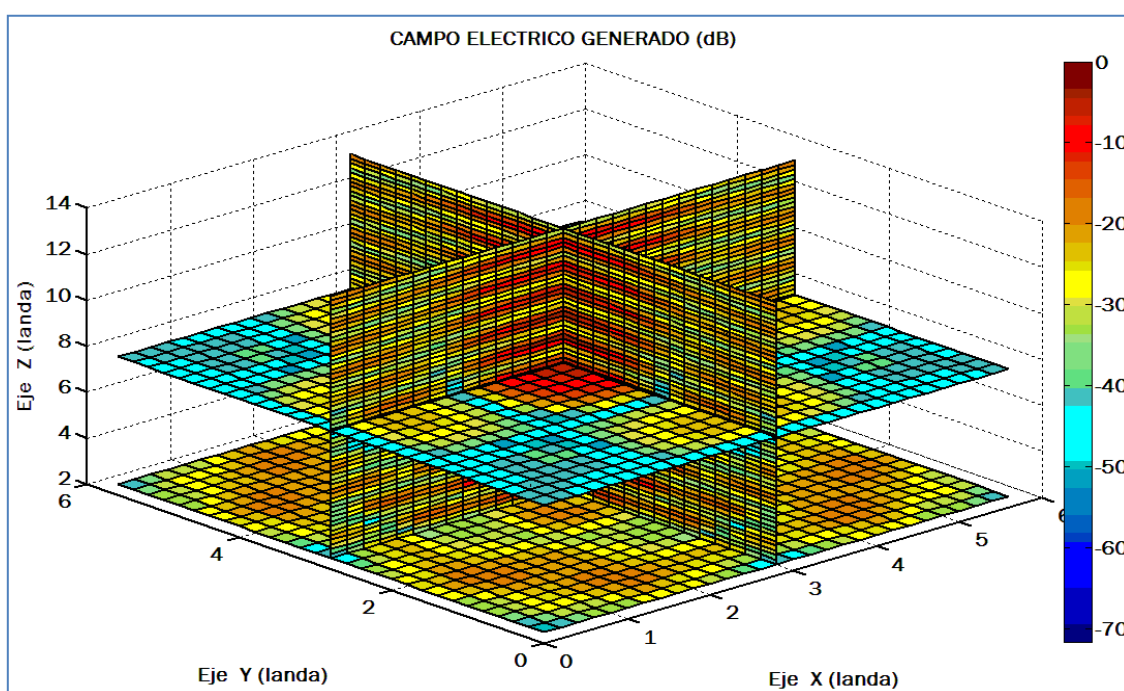


Figura 4.1: Representación en varios planos del DR para un array cuadrado

La zona que más nos interesa será el plano que contiene al foco (Figura 4.2) situado, como hemos dicho, a 7.2λ del array en el eje Z. Observamos que el foco, de apariencia circular para el plano XY, queda situado en el centro y, a medida que nos alejamos de él, observamos lóbulos secundarios, que caen desde los -3dB hasta los -21dB, zonas donde, como veremos más adelante, la intensidad del campo será mínima.

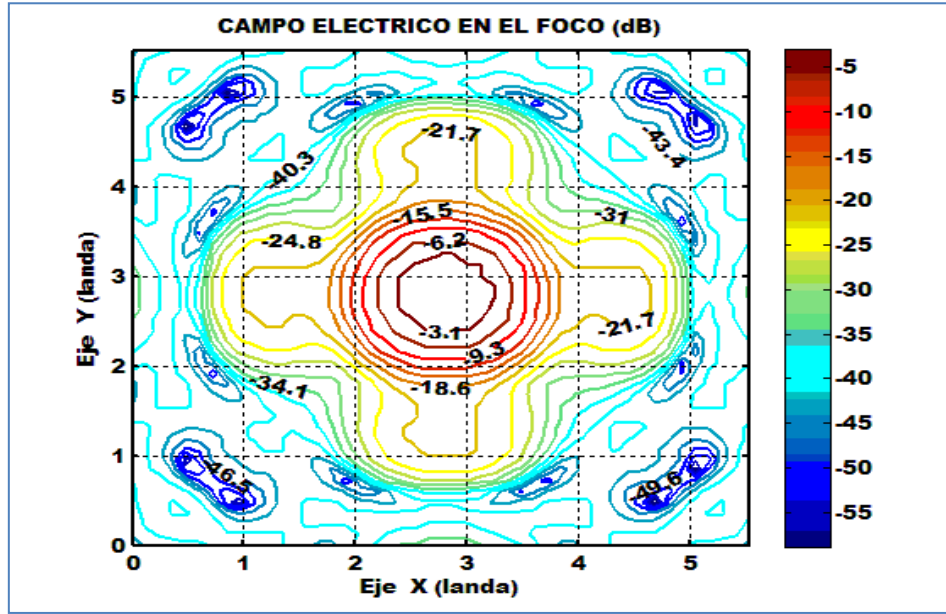


Figura 4.2: Representación del plano que contiene al foco

Evidentemente, la ecuación matemática 2.11 que nos servía para calcular el vector de fases en arrays lineales ya no nos sirve, ya que tenemos una dimensión más a tener en cuenta y, por lo tanto, necesitamos reescribir dicha ecuación de la siguiente manera:

$$\phi_{i,j} = -K_0(\sqrt{x_i^2 + y_i^2 + z_i^2} - f_z) \quad (\text{Ecuación 4.1})$$

Donde $\phi_{i,j}$ es la fase asociada a cada elemento, f_z la distancia al foco desde el centro del plano, y donde las variables x_i , y_i , z_i representan la corrección en fase para paliar las distancias de los elementos.

4.1. Variar el número de elementos, fijado el tamaño del array

Variando únicamente el número de elementos, fijada la distancia al foco y el tamaño del array, comprobamos que la superficie focal no varía para una caída de -3dB. Por lo tanto, podemos decir en este sentido que el número de elementos no afecta a la superficie del foco, aunque es evidente que sí afectará a la cantidad de potencia radiada hacia esa zona, ya que son más los elementos radiantes.

Sin embargo, realizando pruebas en las que se varía de manera notable el número de elementos, no se contempla ningún cambio en la superficie del foco. Incluso si generamos un array cuadrado con un lado de tamaño 5.6λ , al que le asignamos un número diferente de elementos por filas que por columnas, en este caso 30 elementos por fila y 3 elementos por columna, seguimos obteniendo un diagrama simétrico y un foco “circular”.

Como conclusión vemos que, fijado el tamaño del array y variando el número de elementos, no obtenemos ninguna variación con respecto al tamaño del foco en el plano XY.

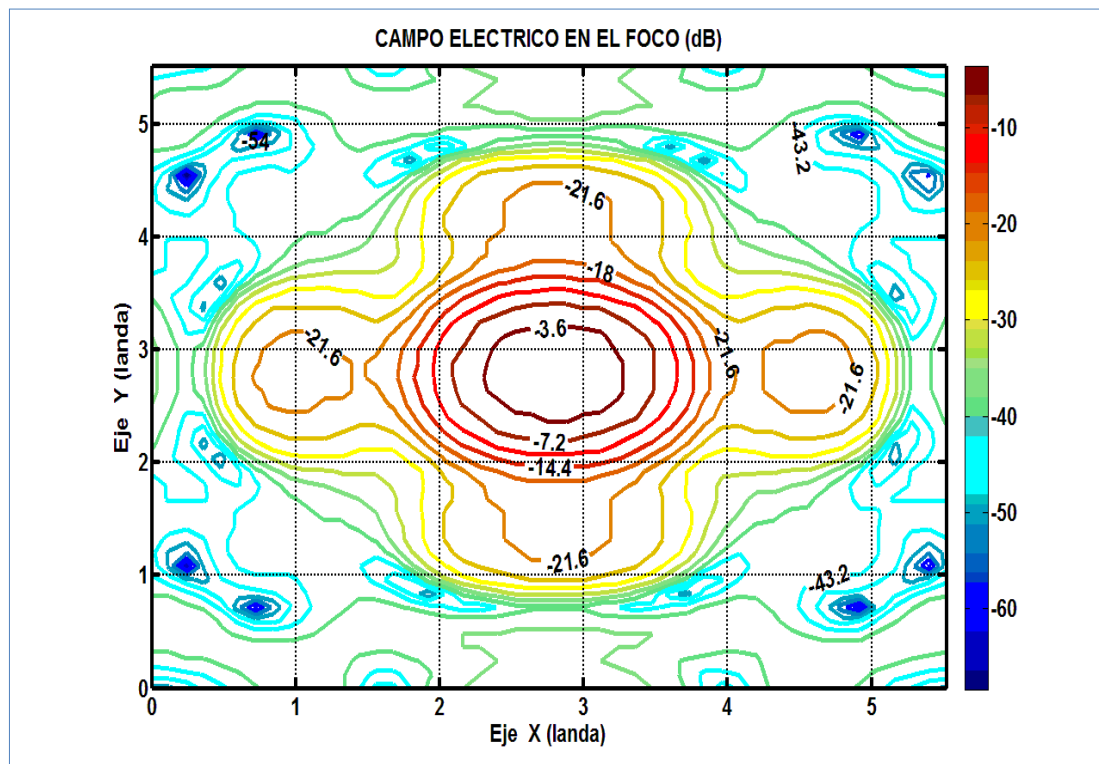


Figura 4.3: Representación del contorno en la posición focal

De igual forma que para el array lineal sucede que, a medida que aumentamos el número de elementos, el foco se acerca al plano donde se sitúa la antena y, por tanto, nos alejamos del foco teórico.

Por lo tanto, aumentar el número de elementos únicamente varía la posición focal y la densidad de potencia radiada, pero no la superficie del foco.

4.2. Variando el tamaño del array

Si fijamos la distancia focal y el número de elementos, pero modificamos el tamaño del array, sí que se genera una variación en el diámetro del foco.

A medida que aumentamos el tamaño del array (la distancia entre elementos) disminuimos la superficie, por lo tanto, existe una relación directa con la directividad en campo lejano. Cuanto mayor es la antena, más focalización se obtiene (cuando en campo lejano nos referimos a que aumenta su directividad), los lóbulos secundarios alcanzan niveles de potencia menores y, por último, el foco es de menor tamaño.

En la Figura 4.4 usamos una longitud de array “D” igual a la distancia focal “F” de 8.2λ , obteniendo una relación $\frac{D \cdot \text{foco}(\lambda)}{L(\lambda)} = 1$, algo menor que en el caso anterior. Observamos que el diámetro de la región focal resultante es de aproximadamente 0.62λ , donde antes era aproximadamente de 0.85λ .

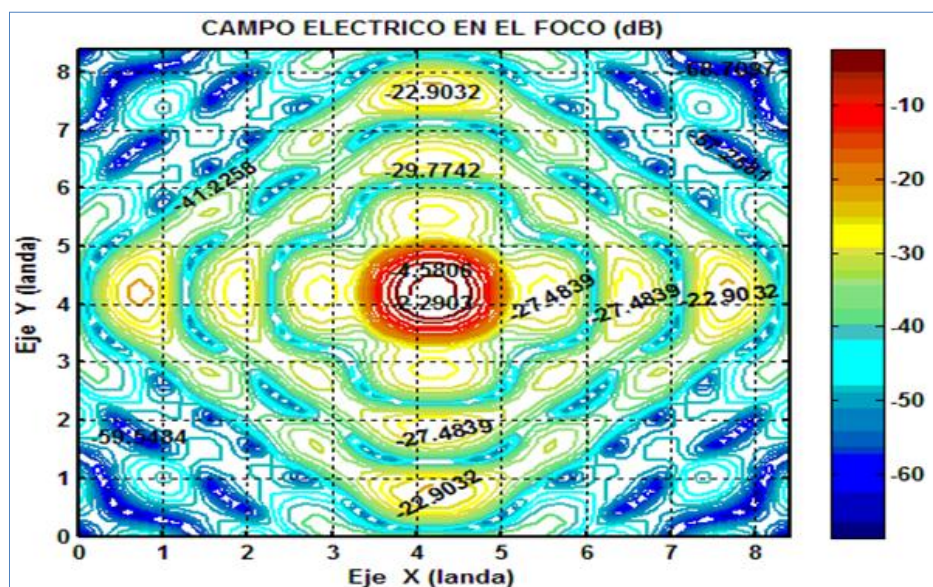


Figura 4.4: Representación del plano que contiene al foco para $\frac{D \cdot \text{foco}(\lambda)}{L(\lambda)} = 1$

Si disminuimos la longitud del lado del array hasta 4.1λ , dicha superficie focal aumenta de un diámetro de 0.62λ , hasta 0.85λ .

Todo esto nos vuelve a llevar a la relación sobre la posición focal y el tamaño del array, ya que si mantenemos la relación $D \cdot \text{foco}/L=1$, el diámetro del foco permanece constante e igual a 0.62λ aproximadamente (como se muestra en la figura 4.4), mientras que si esa relación aumenta (array mas pequeño), lo que quiere decir que situamos el foco más lejos de la antena en función de λ , esta superficie aumenta.

En el siguiente caso la relación es $D.foco/L=2$, partiendo a la mitad la distancia entre elementos y, por tanto, el tamaño del array. De esta manera obtenemos un diámetro mayor en torno a 0.9λ , confirmando que la superficie focal aumenta con la relación entre tamaño del array y distancia focal, y que a medida que aumenta el tamaño de la antena, también aumenta la directividad de la misma, relacionando así el campo cercano con el lejano.

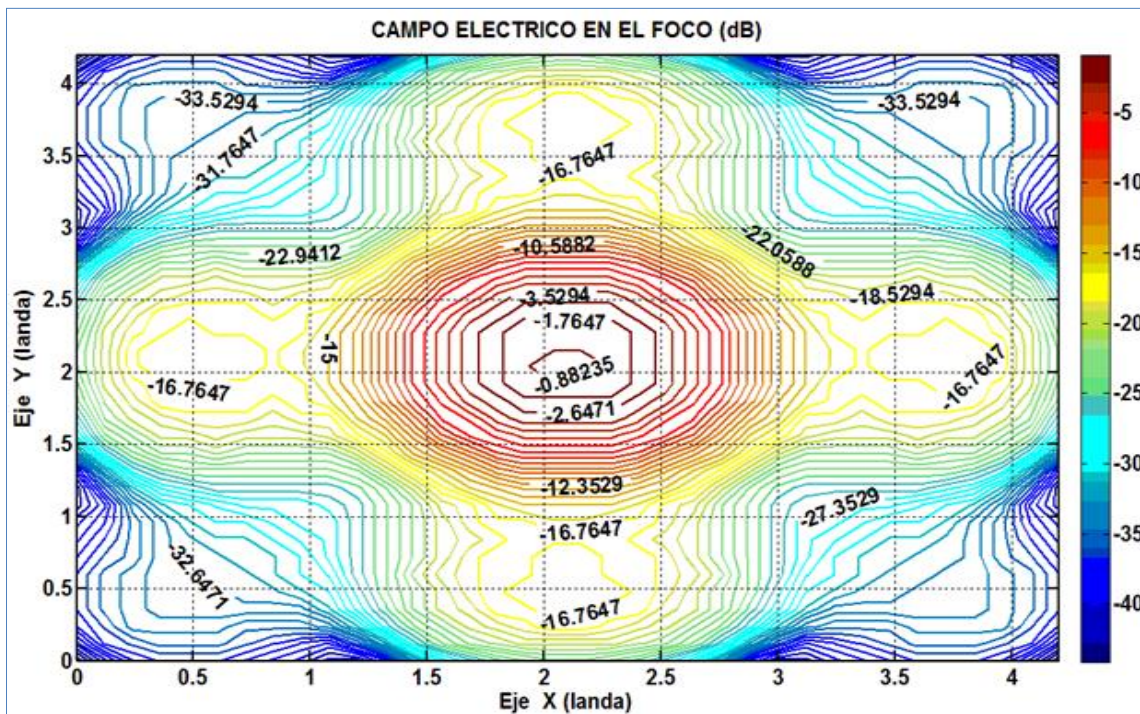


Figura 4.5: Representación del plano que contiene al foco para $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)} = 2$

4.3. En función de la distribución de amplitudes

Al modificar la distribución de las amplitudes de forma adecuada, también podemos variar el tamaño de la superficie focal o aumentar la densidad de potencia foco, al mismo tiempo que disminuimos dicha potencia en las regiones del campo que no nos interesen. De esta manera eliminamos lóbulos secundarios que antes aparecían alejados del foco, lo cual nos daba un diagrama más “disperso” en los puntos del campo.

Como ya hemos comentado, al igual que pasaba en campo lejano donde, mediante la distribución uniforme de amplitudes se conseguía una mayor directividad, ahora conseguimos una mayor focalización de la potencia, lo cual se traduce en campo cercano a un foco de menor tamaño, pero de mayor intensidad.

En el siguiente ejemplo de distribución uniforme en amplitud (*Figura 4.6*), vemos cómo se generan lóbulos secundarios con un valor en potencia de unos -20dB con respecto al foco, cuya superficie en este caso tiene un diámetro a -3dB de 0.77λ .

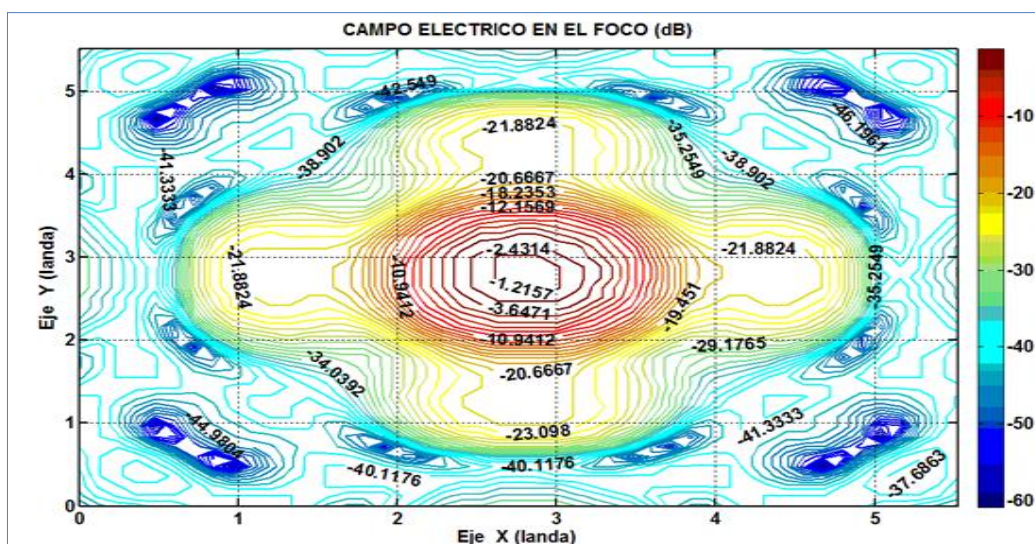


Figura 4.6: Superficie focal para una distribución uniforme de amplitudes

Sin embargo, para la *Figura 4.7* representamos el mismo escenario para una distribución triangular, de forma que las amplitudes de los elementos disminuyen a medida que nos acercamos a los bordes del array. En este caso, observamos cómo la densidad decae de manera uniforme a medida que nos alejamos del foco, sin generar lóbulos secundarios y concentrando la radiación en torno a un punto. De esta manera conseguimos que la superficie del foco aumente el diámetro de 0.77λ a 1.1λ y, claramente, disminuye la directividad del diagrama. Por lo tanto, es la mejor forma para aumentar la superficie focal pero disminuye la densidad de potencia en el foco. Una vez sabemos esto, debemos decidir qué nos interesa más para nuestro diseño.

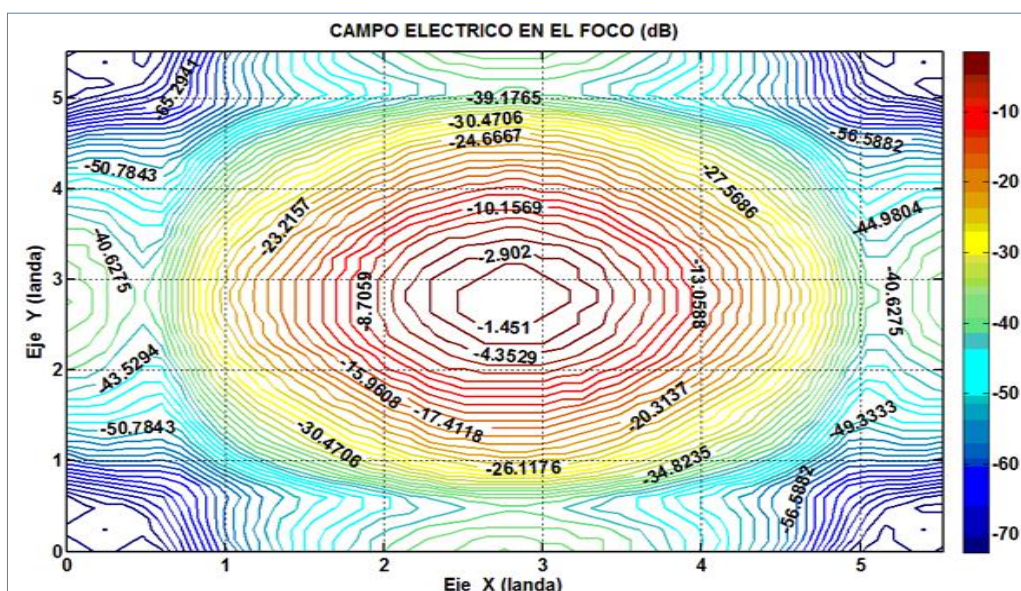


Figura 4.7: Superficie focal para una distribución triangular de amplitudes.

Capítulo 5. Validación del estudio con la herramienta “CST”

5.1. Introducción al software CST

Hasta ahora, todo el estudio está basado en expresiones matemáticas basadas en simplificaciones de las ecuaciones de Maxwell para el campo electromagnético y en el código “Matlab” generado a partir de ellas. Este código nos es muy útil para comprobar todas las relaciones entre distancias focales, tamaño del array, número de elementos, distribuciones de amplitud y cómo se comporta el diagrama en función de todas estas variaciones. Ahora, vamos a validar todo este estudio matemático con la herramienta CST: “Computer Simulation Technology”.

CST se trata de un software especializado para la simulación electromagnética en 3D de los componentes para alta frecuencia. Permite realizar un análisis muy preciso en dispositivos como antenas, filtros o acopladores, lo cual nos dará una idea del comportamiento electromagnético de nuestros diseños en alta frecuencia y nos aportará datos relevantes al estudio, como puedan ser los parámetros S de los elementos, el diagrama de radiación, la intensidad y superficie focal, etc.

El uso de este software nos permitirá corroborar el análisis de nuestro estudio hasta este punto, y poder validarlo para todo tipo de antenas, ya que recordemos que hasta ahora se trataba de elementos ideales, puntos infinitesimales que hacían la función de antenas isotrópicas.

Para comenzar partiremos de un sencillo ejemplo, simulado anteriormente sobre un array lineal de elementos equiespaciados.

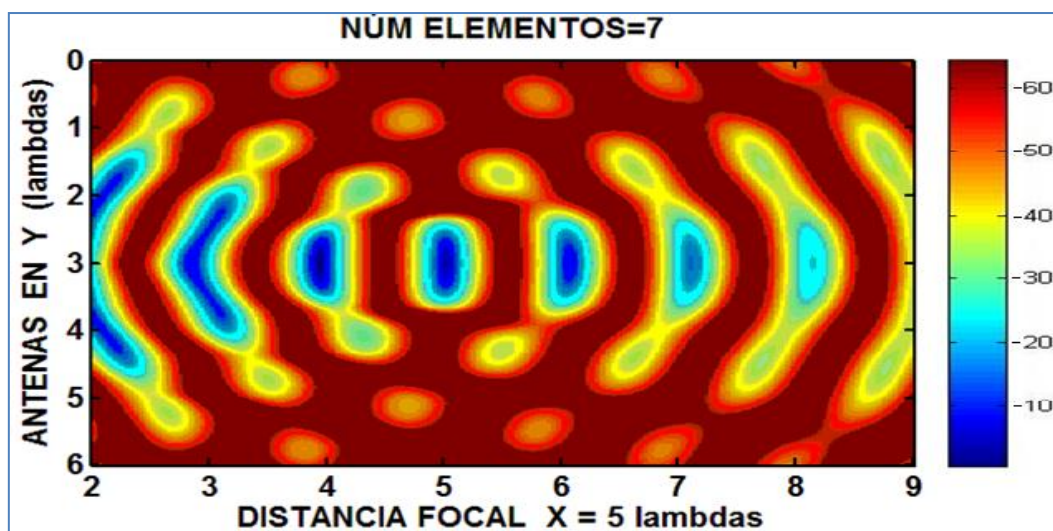


Figura 5.1: Array lineal de 7 elementos isotrópicos equidistantes a 1λ .

Como se observa en la Figura 5.1, el array está situado a lo largo del eje Y, formado por 7 elementos equidistantes separados una distancia igual a 1λ , situando el foco a una distancia de 5λ .

Esta vez nos vamos a centrar en las fases que el código Matlab, mediante la ecuación 2.11, ha asignado a cada elemento para poder generar con ellas el mismo escenario en el CST, y dar las fases correspondientes a cada elemento, corroborando que efectivamente, nuestro desarrollo en código Matlab no es erróneo, y poder dar por válidos los estudios hasta el momento.

El vector de fases (en grados) asignado a este array es el siguiente:

$$\phi_i = [298.9037^\circ \quad 138.5485^\circ \quad 35.6185^\circ \quad 0^\circ \quad 35.6185^\circ \quad 138.5485^\circ \quad 298.9037^\circ]$$

Vemos cómo el elemento central no necesita ninguna corrección en fase con respecto al resto de antenas, y que los demás, de manera simétrica y a medida que se alejan en distancia del centro del array, necesitan un desfase mayor con el fin de focalizar, para contrarrestar su desajuste de distancia con respecto al foco.

Con estos datos pasamos a simular este mismo escenario mediante el software CST. Antes debemos recordar que con Matlab las antenas que usábamos eran elementos isotrópicos e infinitesimales, algo que no tiene sentido físico en la realidad, por lo que para validar el estudio, he decidido usar otro tipo de elementos, en este caso dipolos de longitud $\lambda/2$.

De la teoría de arrays recordamos que la directividad no debe variar por el tipo de antena que usemos, pues el factor de array es independiente del diagrama de radiación del elemento, ya que sólo depende de las amplitudes, posiciones y fases de las antenas. Por lo tanto, el hecho de utilizar un tipo u otro de elementos radiantes, no debería afectar a nuestra focalización en campo cercano, el cual lo conseguimos variando el factor de array.

5.2. Introducción al dipolo $\lambda/2$ y su construcción

El dipolo es una antena de fácil construcción formada por dos conductores rectilíneos de igual longitud $\lambda/4$, llamados cada uno brazos del dipolo, y que generan un tamaño aproximado total igual a la mitad de la longitud de onda de la frecuencia de resonancia del dipolo. Se encuentra alimentado por el centro, y el radio de los brazos es mucho menor que la longitud de los mismos.

Una manera sencilla de calcular la longitud del dipolo en metros, es recurriendo a la siguiente fórmula:

$$L_{dipolo \lambda/2} = \frac{150}{Frec(Mhz)}$$

Esta longitud en la práctica se verá corregida del orden de un 5%, esto se debe a que la velocidad de propagación de la onda en el dipolo es algo menor (sobre un 5%) que en el espacio libre ($c = 3 * 10^8$ m/s).

La distribución de corriente y tensión es la mostrada en la figura 5.2

Esa caída del voltaje en el centro del dipolo (por donde lo alimentamos), genera una zona de muy baja impedancia, aproximadamente de unos 73 Ohm en la práctica (impedancia real).

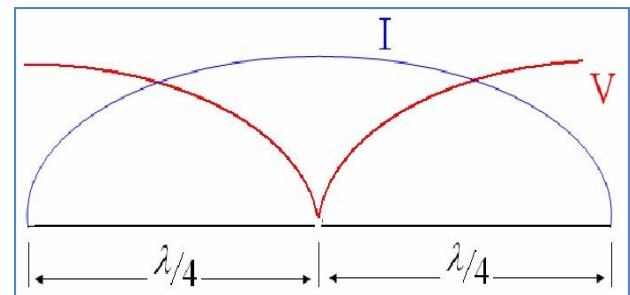


Figura 5.2: Representación de la intensidad de voltaje en un dipolo $\lambda/2$

Con estos datos creamos nuestro propio dipolo lambda medios (Figura 5.3) mediante el programa CST con los siguientes valores:

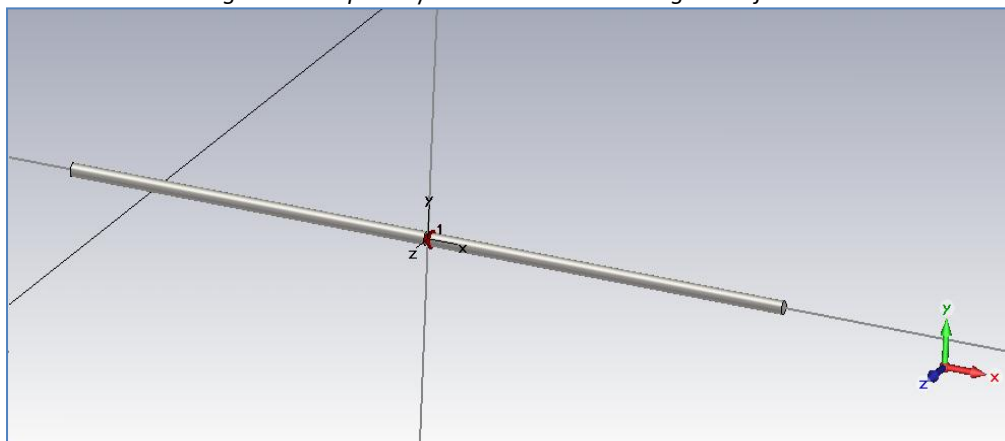
$F = 5.8$ Ghz

Impedancia puerto = 73 Ohm

Long dipolo = 24.3 mm

Radio = 0.12 mm

Figura 5.3: Dipolo $\lambda/2$ orientado en a lo largo del eje X



Con estas dimensiones para el dipolo, conseguimos adaptarlo a la frecuencia de trabajo tal y como se muestra mediante el parámetro S_{11} de su puerto:

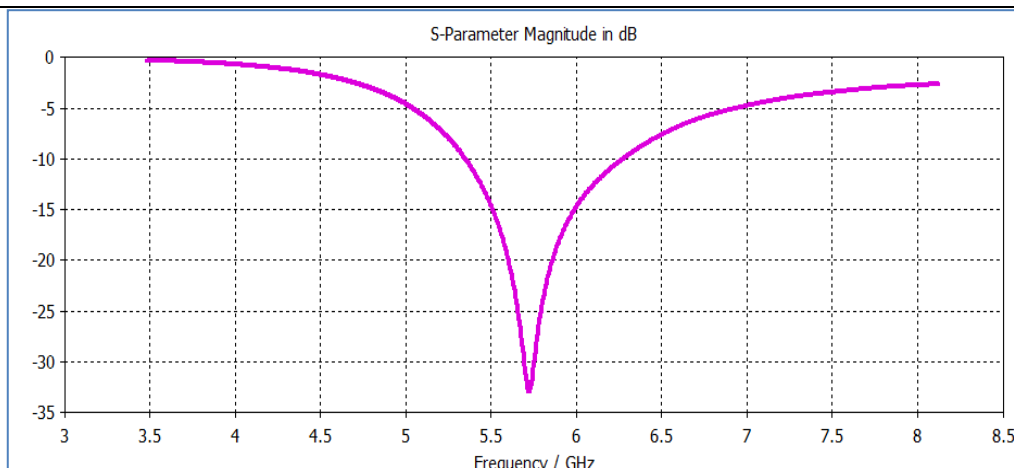


Figura 5.4: Representación del parámetro S_{11} en dB para el dipolo

5.3. Validaciones de algunos diseños

Primer caso: Array de dipolos $\lambda/2$ orientados en el eje X

Para volver a situarnos, debemos recordar que nuestra intención inicial es la validación de los resultados previos, proporcionados por nuestro código Matlab, y para este fin usamos ahora nuestro estudio sobre el dipolo $\lambda/2$, con el que generaremos en CST el siguiente escenario.

El array será de tipo lineal, situando los elementos de forma equidistante y separándolos una distancia de 1λ . Situaremos el array a lo largo del eje Z, con los dipolos orientados a lo largo del eje X. Una vez hecho esto, con el fin de corroborar la necesidad del vector de fases ϕ_i para lograr una focalización, comprobamos que, si a todos los elementos les asignásemos las mismas fases, no obtendríamos ningún foco para el campo cercano, sino que simplemente se crearía un campo, que evidentemente sería la suma de los individuales de cada elemento, tal y como se muestra a continuación en la Figura 5.5.

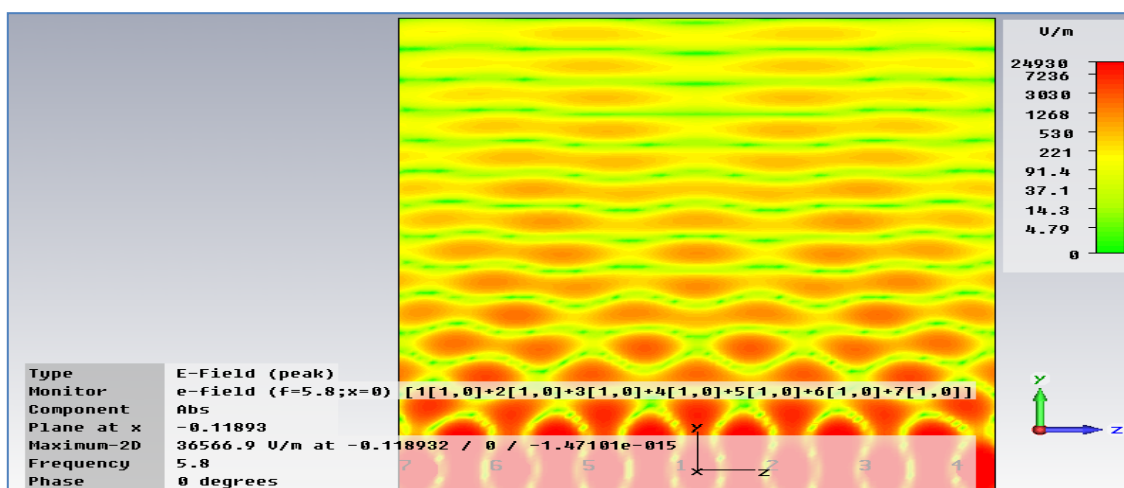


Figura 5.5: Array de dipolos $\lambda/2$, no hay desfase entre los elementos. No hay focalización

En este caso, y para nuestra validación, le asignaremos a cada elemento su fase correspondiente para un foco situado a 5λ . Este vector de fases lo obtenemos a través de los cálculos llevados a cabo con Matlab, y para este caso en concreto es el siguiente:

$$\phi_i = [298.9037 \quad 138.5485 \quad 35.6185 \quad 0 \quad 35.6185 \quad 138.5485 \quad 298.9037]$$

Esta vez simulamos el mismo escenario, asignando en este caso el vector de fases a los elementos, y el resultado es el representado en la siguiente Figura 5.6:

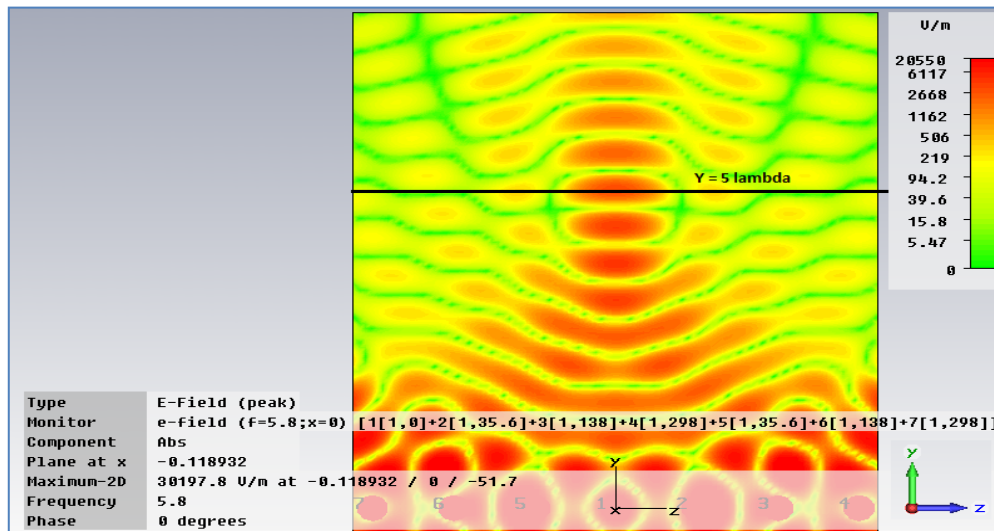


Figura 5.6: Array de dipolos $\lambda/2$ orientados en X para una focalización a 5λ .

Vemos cómo el escenario generado es similar al de la Figura 5.1, validando de esta forma nuestro estudio para este sencillo ejemplo.

Gracias a la herramienta CST, por fin podemos observar el campo generado en amplitud, y ver de esta forma un foco claro. A continuación se muestra el diagrama de amplitudes para este mismo escenario.

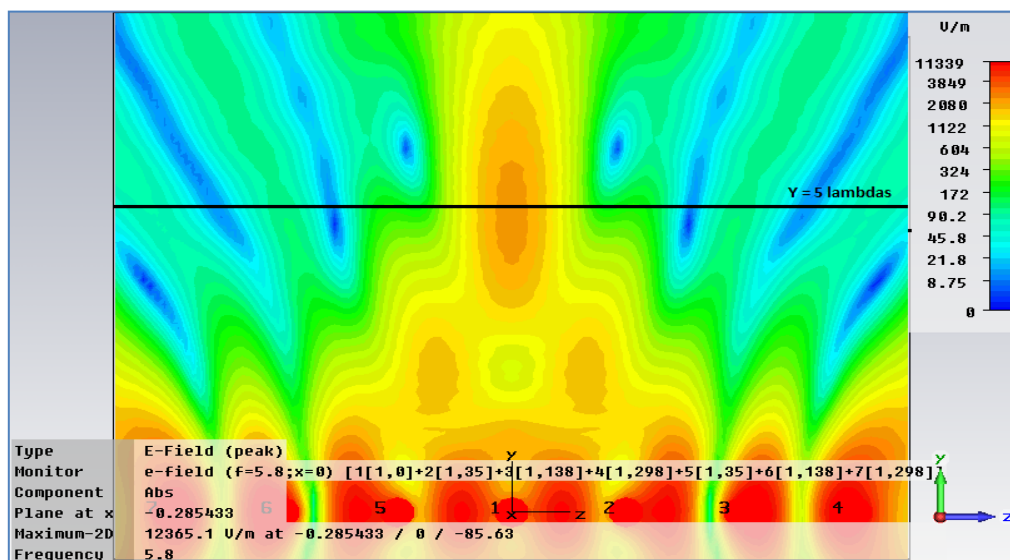


Figura 5.7: Representación en amplitud del campo.

Como podemos ver en la Figura 5.7, la posición del foco en amplitud corresponde con la esperada, cuya densidad de potencia se hace máxima en el mismo punto donde hasta ahora nos mostraban las gráficas de las fases (Figura 5.6).

En este caso, vemos cómo el foco toma forma de elipse, donde el eje mayor tendría una tamaño aproximado de 2λ y el eje menor de unos 0.5λ . El resto de valores del campo, exceptuando los puntos que se encuentran muy cerca del array, toman valores mucho menores, lo cual es muy interesante debido a que nuestra intención es, como siempre, la de focalizar en un punto concreto intentando transmitir la menor energía posible a otras zonas del campo.

A medida que nos alejamos del array, ese efecto del desfase entre elementos se va haciendo imperceptible en las regiones del campo, hasta el punto de que dejaríamos de observar ningún foco y, simplemente, veríamos un efecto similar al de una onda plana atenuándose a medida que avanza. Algo similar a las ondas que observamos al tirar una piedra sobre el agua.

La Figura 5.8 nos muestra este efecto, en el que apreciamos cómo rápidamente se crea ese efecto de “onda plana”, sin focalización aparente en ningún punto del campo ya que, para el tamaño del array (3λ en este caso), el foco se encuentra tan lejos (20λ) que nos encontramos trabajando en la región de campo lejano o zona de Fraunhofer, donde el efecto de nuestro vector de fases no queda reflejado.

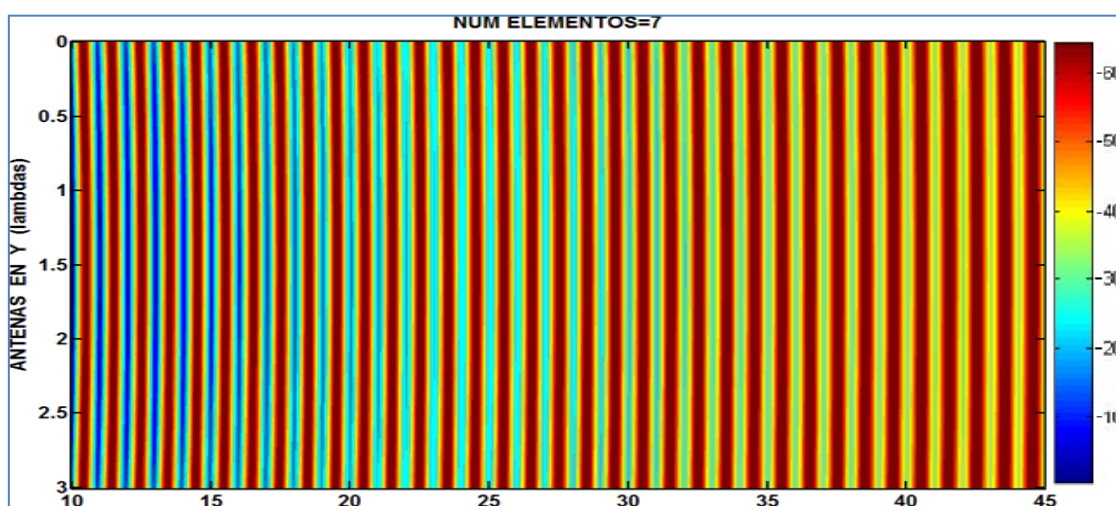


Figura 5.8: Foco a 20λ en un array de tamaño 3λ .

Segundo caso: Array de Dipolos $\lambda/2$ rotados 45° sobre el eje

A continuación, queremos verificar cómo, independientemente del tipo de elementos que usemos en nuestro diseño, siempre y cuando usemos el mismo factor de array (mismas fases, distancias y amplitudes), se consigue generar ese patrón de radiación que tiende a focalizar hacia la región del campo deseada.

En la Figura 5.9 vemos que el patrón de focalización permanece igual al anterior, en el cual los dipolos tenían total orientación sobre el eje X. Es una forma de demostrar que nuestro análisis a través de las fases funciona, independientemente del tipo de antenas a los que se aplique, ya que, aunque bien es cierto que seguimos usando los mismos dipolos $\lambda/2$, al rotarlos 45 grados sobre su posición inicial estamos modificando su diagrama de radiación para el plano en el que mostramos el campo ($X=0$) y, por lo tanto, si el diagrama de radiación cambia, podemos asumir que el elemento también ha cambiado, aunque el efecto de focalización persiste debido a que mantenemos el mismo factor de array.

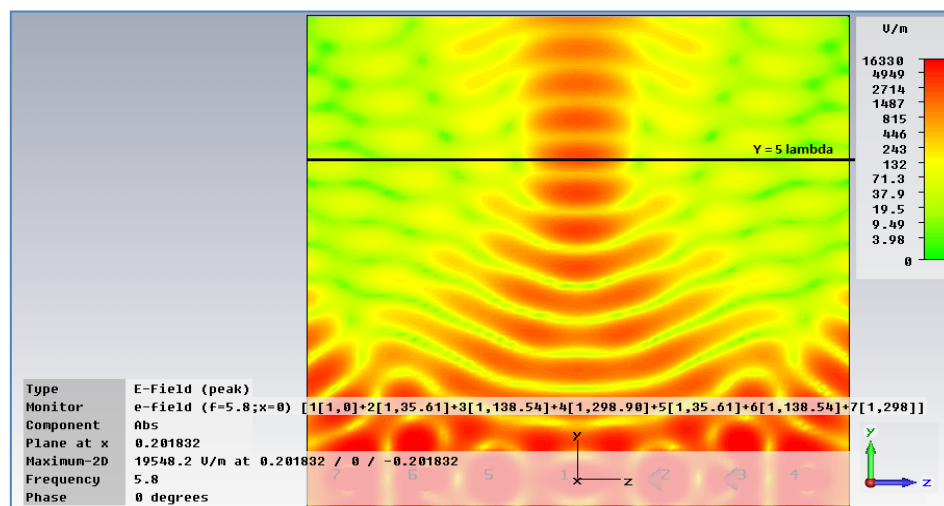


Figura 5.9: Dipolos $\lambda/2$ girados 45° sobre su posición inicial.

En la Figura 5.10 se muestra cómo, a pesar de alterar el tipo de elementos, obtenemos un diagrama en amplitud prácticamente idéntico al de nuestro primer caso.

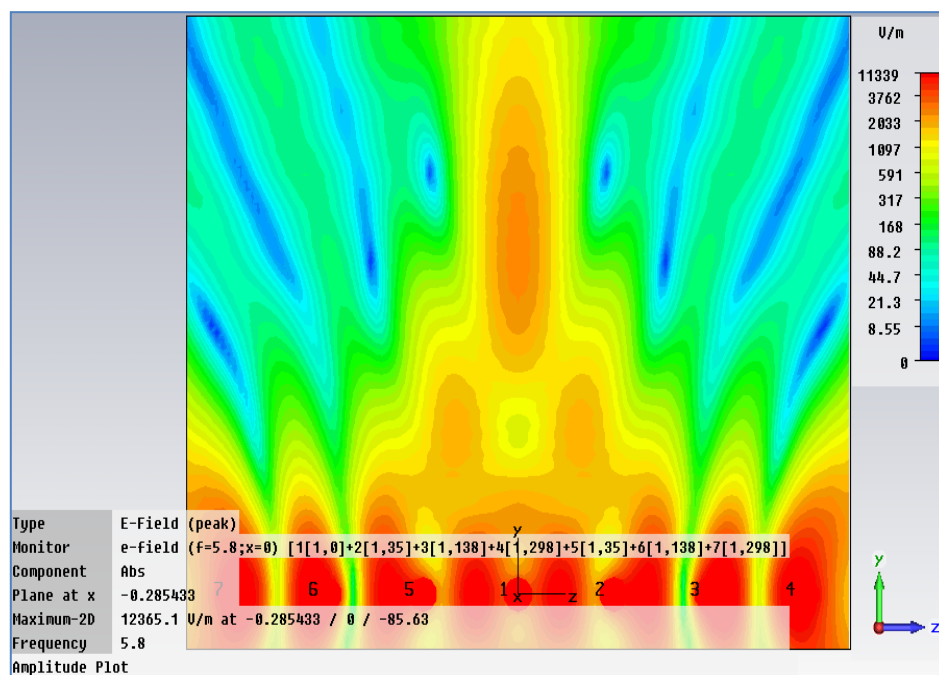


Figura 5.10: Dipolos $\lambda/2$ girados 45° sobre su posición inicial.

5.4. Introducción sobre el diseño y construcción de un parche

Para nuestro diseño, finalmente usaremos antenas de tipo parche, también llamados antenas microstrip, ya que tienen la ventaja de que son muy sencillos de construir, muy fáciles de integrar en superficies planas (como será el caso de nuestro array), y sencillos de alimentar.

Para su construcción, debemos saber previamente que en el caso de antenas, nuestra intención es obtener ondas radiadas, por lo que no desearemos que la energía se confine entre los dos conductores. Para ello, el sustrato deberá ser relativamente grueso en comparación a la longitud de onda y la permitividad del dieléctrico relativamente baja. De esta forma lograremos que el comportamiento sea similar al de una antena, y predomine el fenómeno de la radiación.

Más adelante veremos que, para nuestro diseño sobre la red de alimentación del array, querremos el caso opuesto, sustrato delgado y permitividad alta, para lograr que las ondas predominantes sean las guiadas.

En cuanto a las dimensiones del parche:

Inicialmente debemos especificar qué forma tendrá el parche, cuadrado para nuestro caso, la frecuencia de operación (F_o , la cual en este caso será, como venimos hablando, de 5.8GHz), la permitividad del dieléctrico $\epsilon_r = 3$ y, por último, la altura del sustrato h .

La longitud del lado del parche es aproximadamente la mitad de la longitud de onda de referencia.

$$L = \frac{\lambda_{\epsilon_r}}{2} = \frac{\lambda_o}{2\sqrt{\epsilon_r}}$$

En nuestro caso, diseñamos el siguiente parche con estos datos, figura 5.4.1:

- ✓ Frecuencia $F_o = 5.8$ (Ghz)
- ✓ Permitividad $\epsilon_r = 3$
- ✓ Grosor parche $t = 0.2$ (mm)
- ✓ Lado parche $L = 13.28$ (mm)
- ✓ Grosor sustrato $h = 2$ (mm)

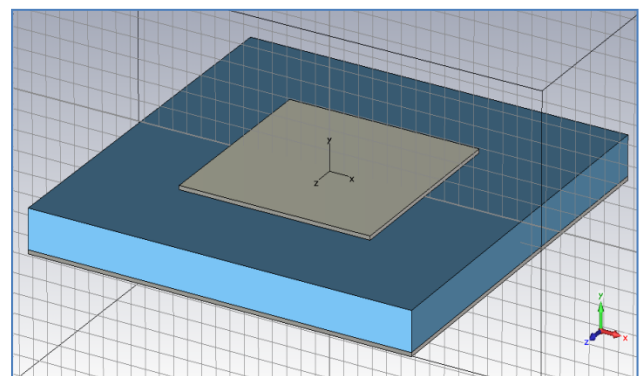


Figura 5.4.1: Diseño de una antena de tipo parche cuadrada

Una vez tenemos las dimensiones, falta pensar en la forma de alimentar la antena. Se trata de una consideración muy importante, pues sin una alimentación correcta, no funcionará como es debido el elemento radiante.

Existen principalmente 3 maneras de alimentar este tipo de antenas: proximidad, alimentación directa, o por apertura. Nosotros escogemos la alimentación directa mediante una sonda coaxial. Para ello, es necesario unir mediante el puerto las dos placas metálicas a través del sustrato. La posición del puerto o pin nos cambiará notablemente la impedancia resultante, de tal manera que deberemos colocarla en una posición adecuada para su correcto acoplamiento.

Intuitivamente podríamos pensar que si el parche está centrado en el plano XY, la posición del pin debería estar en el centro del parche, en el punto (0,0). Sin embargo, el acoplamiento de la sonda al parche es de tipo eléctrico, de tal forma que al colocar el pin en cualquiera de los extremos ($y = -L/2$) el campo eléctrico es máximo, lo cual genera un valor de impedancia alto. Por el contrario, al colocar la sonda centrada, en torno al punto (0,0), obtenemos una impedancia cuyo valor es nulo dado que el campo eléctrico es nulo en el centro del parche.

Es conocido que, para alcanzar un buen acoplamiento, la sonda debe situarse aproximadamente en la tercera parte de la longitud total del lado, desde uno de los extremos cualquiera, tal y como se muestra en la Figura 5.4.2.

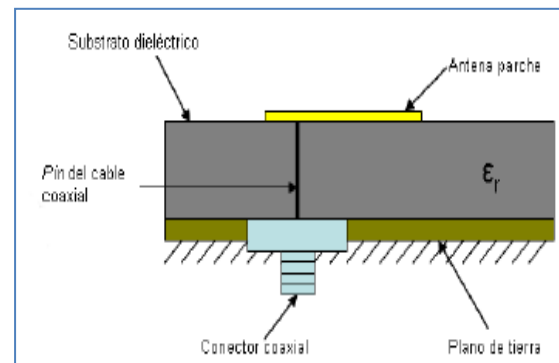


Figura 5.4.2: Posición del puerto mediante una sonda coaxial

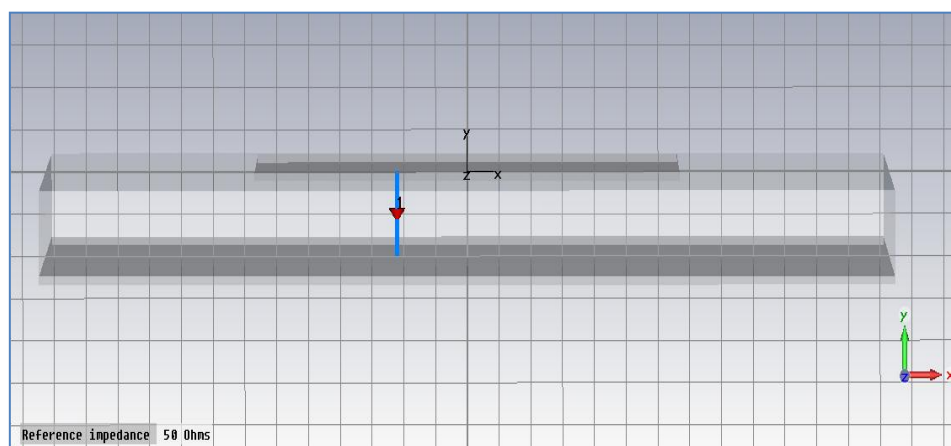


Figura 5.4.3: Posición del puerto mediante una sonda coaxial

Al diseñar nuestro parche de esta forma, tras varias simulaciones para su ajuste, conseguimos una adaptación de impedancias tal y como muestra la siguiente Figura 5.4.4 sobre el parámetro S11.

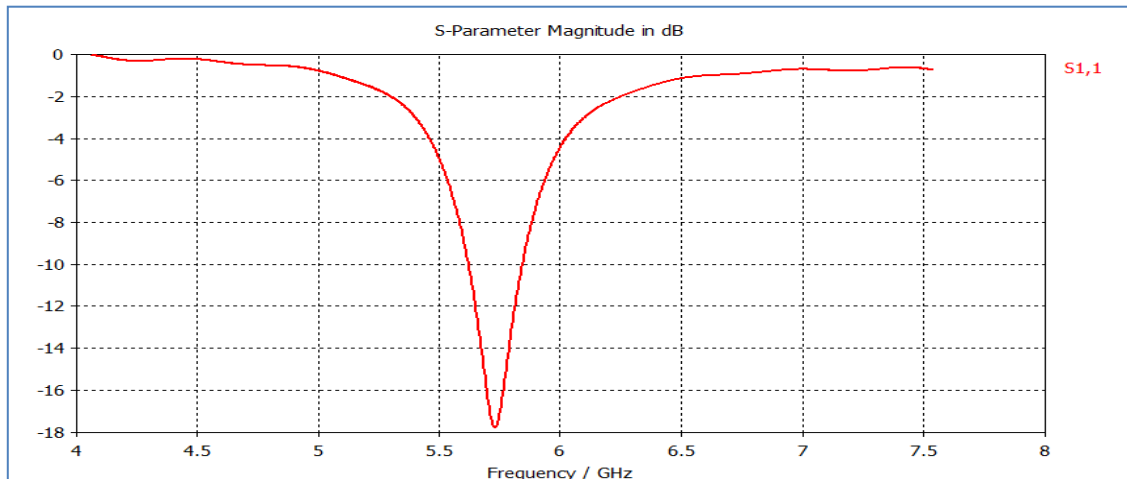


Figura 5.4.4: Gráfica que muestra la adaptación del puerto mediante el parámetro S11

De esta forma lo adaptamos a la frecuencia deseada, a un valor de unos -18dB. Para conseguir esta adaptación a esa frecuencia, hemos usado alguna de las herramientas que nos proporciona nuestro simulador, el software “CST”, ya que los cálculos teóricos nos sirven únicamente como referencia, pero al simularlo es necesario ajustar algunos valores para adaptarlo correctamente.

Por último, hablamos del diagrama de radiación de este tipo de antenas. Se trata de una radiación principalmente omnidireccional pero, al estar el parche situado idealmente sobre una placa metálica infinita, no radia hacia su plano inferior aunque, evidentemente, el plano metálico no es ideal y, por lo tanto, no es infinito, de tal forma que algo de radiación sí se escapa al plano inferior tal y como se muestra en la Figura 5.4.5.

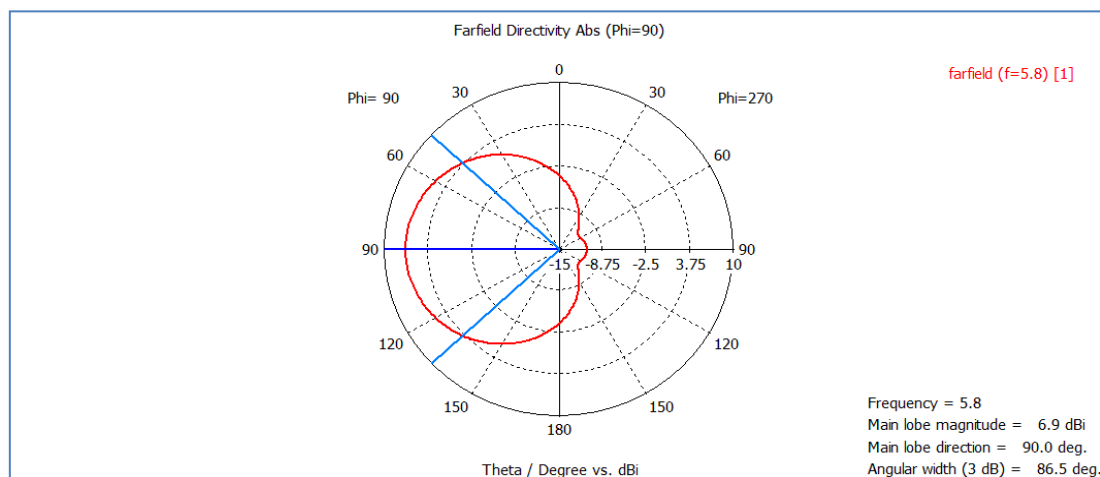


Figura 5.4.5: Diagrama de radiación del parche en forma polar

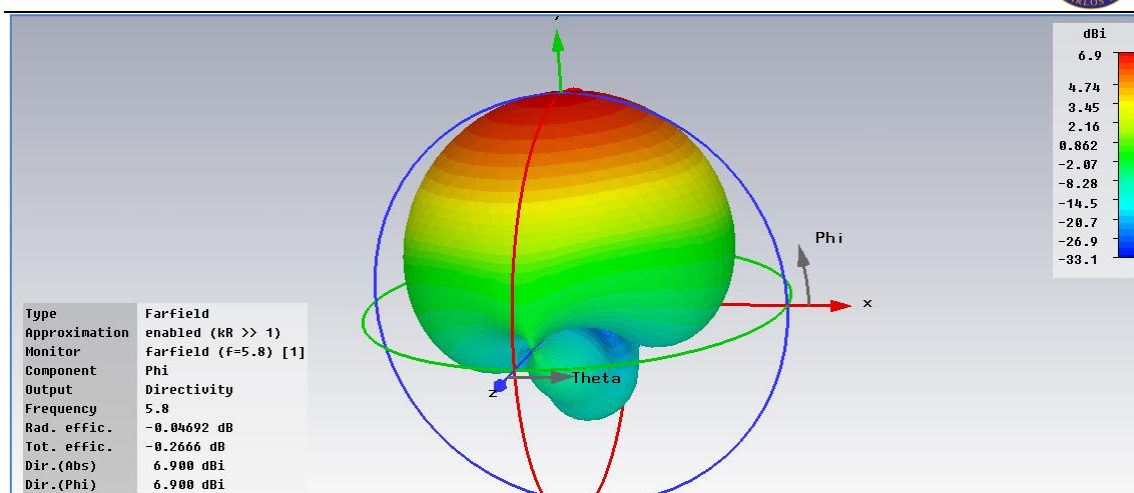


Figura 5.4.6: Diagrama de radiación del parche en 3D

Una vez que ya conocemos un poco este tipo de antenas, pasamos al cuarto y último caso de estudio, en el que hacemos uso de este tipo de elementos.

Tercer caso: Array para elementos de tipo parche

En este último caso simulamos exactamente el mismo escenario, pero para antenas de tipo parche (diseñadas de igual forma que se habla en el apartado 5.4). De esta forma, queda completamente confirmado el hecho de que la focalización no depende del tipo de elementos radiantes para campo cercano.

En las siguientes figuras vemos cómo se muestran de manera casi exacta los mismos diagramas que para los dos casos anteriores.

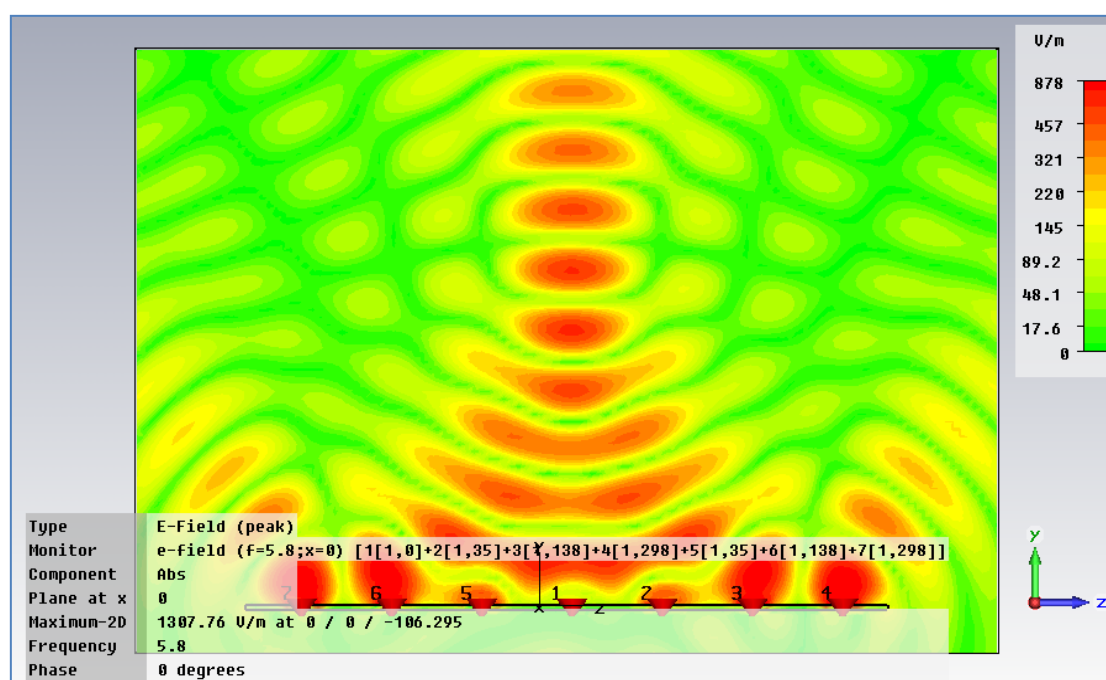


Figura 5.11: Focalización a 5λ para antenas de tipo parche

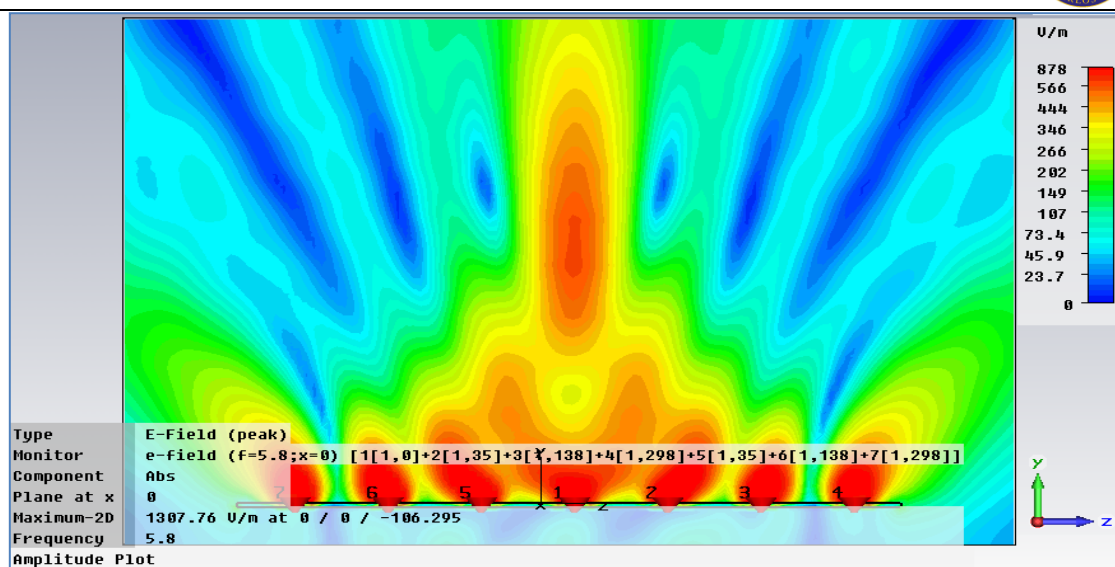


Figura 5.12: Diagrama en amplitud del campo para antenas de tipo parche

En este último diagrama vemos claramente cómo, gracias al efecto de la superposición de ondas y a la adecuada asignación de fases a cada elemento, se crea una focalización a una distancia de la antena. Si este diseño se tratase de un receptor RFID, significaría que de alguna manera su zona de acción sería la determinada por el propio foco, y lo que estuviese fuera de él, sería en cierta forma invisible para el receptor.

Cuarto caso de estudio: Array plano con antenas de tipo parche

Ahora pasaremos a validar otro caso simulado con código Matlab, se trata de un array plano de 25 elementos, separados todos de manera equidistante una distancia de 1λ . Tanto filas como columnas tendrán un total de 5 elementos, por lo que el lado del array medirá 4λ . Por último, situaremos el foco sobre el array a una distancia de 5λ .

El tipo de parches y la forma de alimentación que simulamos, es exactamente la misma de la que hemos hablado en el punto anterior 5.4. En la siguiente Figura 5.13 se muestra dicho escenario:

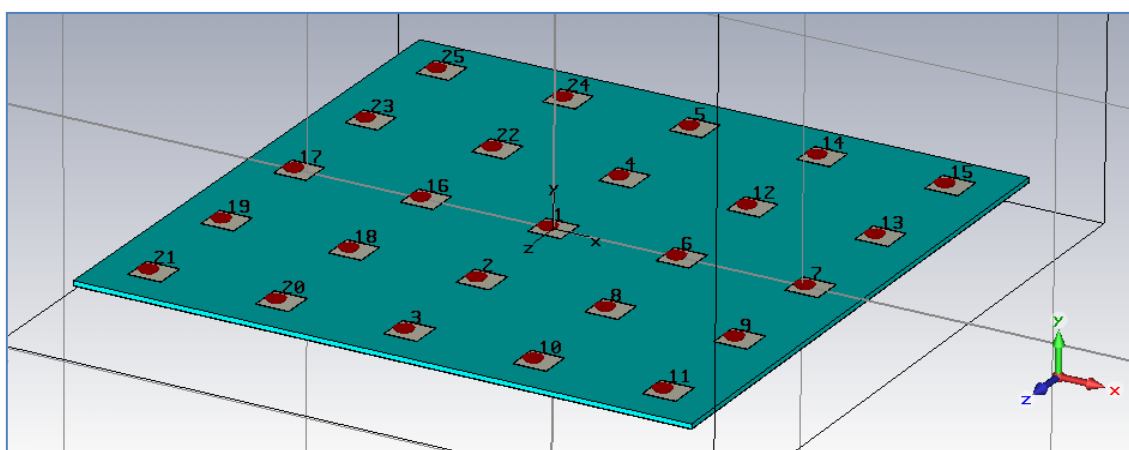


Figura 5.13: Array plano formado por parches equidistantes separados 1λ

Como siempre, al simular esto en código Matlab, son asignadas unas determinadas fases a cada elemento. En este caso el vector de fases es el siguiente:

$$\phi_{i,j} = \begin{bmatrix} 268.0155^\circ & 171.7839^\circ & 138.6453^\circ & 171.7839^\circ & 268.0155^\circ \\ 171.7839^\circ & 70.6077^\circ & 35.6434^\circ & 70.6077^\circ & 171.7839^\circ \\ 138.6453^\circ & 35.6434^\circ & 0^\circ & 35.6434^\circ & 138.6453^\circ \\ 171.7839^\circ & 70.6077^\circ & 35.6434^\circ & 70.6077^\circ & 171.7839^\circ \\ 268.0155^\circ & 171.7839^\circ & 138.6453^\circ & 171.7839^\circ & 268.0155^\circ \end{bmatrix}$$

Para calcular estas fases hemos recurrido a la Ecuación 4.1. Observando el vector $\phi_{i,j}$, podemos deducir que los elementos más distanciados del foco necesitan una mayor fase para “compensar” la diferencia de distancia con el elemento menos alejado, en este caso el parche número 1 de la Figura 5.13, el cual tiene una fase igual a 0° .

Ahora veremos la comparación de los campos creados por Matlab y el software CST para validar este escenario, y ratificar el estudio hasta el momento.

En la Figura 5.14 que se muestra a continuación, se expresa con una intersección de planos en perspectiva, el campo generado hasta una altura $Z = 9\lambda$. Como vemos, uno de esos planos contiene la posición del campo donde se registra una mayor potencia en dB. Esto nos indica que el foco está situado a esa altura, en este caso en $Z = 4.65\lambda$ y en el centro del plano.

Nuestra intención inicial era generar el foco a una distancia de 5λ , pero como ya hemos tratado anteriormente en el punto relativo a la “variabilidad focal experimental”, recordamos que lo más habitual es que el foco aparezca a una distancia algo inferior a la teórica, unos valores que oscilan desde un 2% hasta 10% habitualmente.

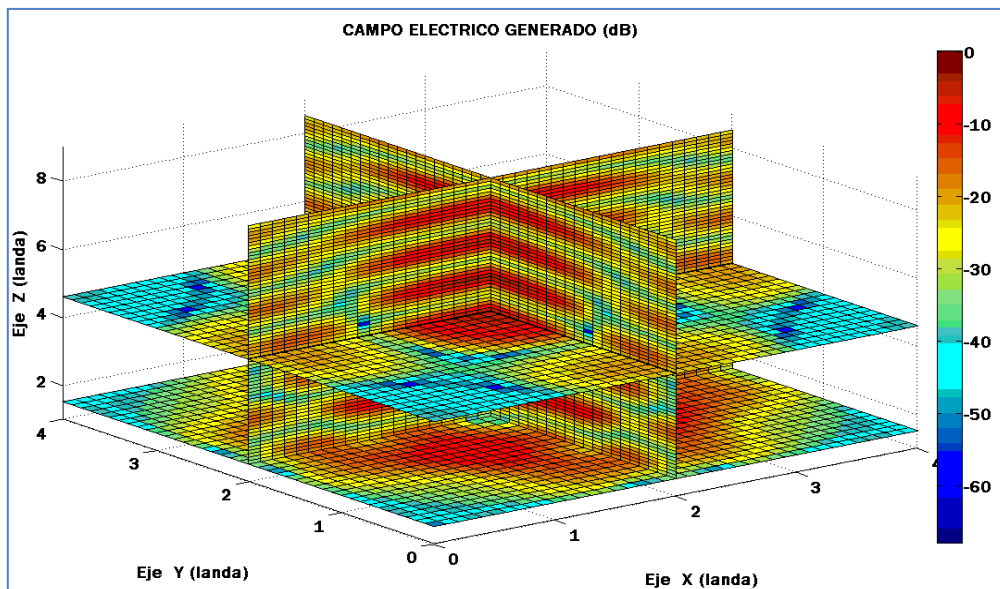


Figura 5.14: Representación del campo con un corte en el foco en $Z = 4.65\lambda$.

En las siguientes figuras se muestra la gran similitud de nuestro diseño con Matlab y con el CST.

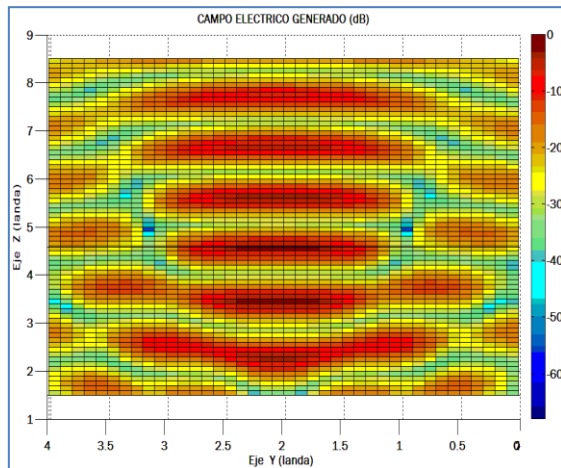


Figura 5.15: Representación del plano YZ del campo

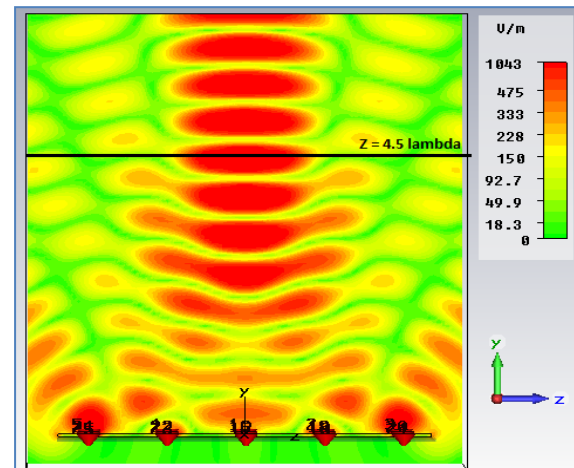


Figura 5.16: Representación del plano YZ del campo (Validación CST)

En ambas se muestra el mismo corte del campo, un plano perpendicular al array donde se ven los sucesivos focos generados. El que nos interesa, por ser el que buscábamos y sobre el que realmente se induce una mayor potencia del campo eléctrico, es como ya hemos dicho el que se sitúa a la altura de $Z = 4.65\lambda$.

A continuación se muestra el diagrama de amplitudes para este mismo escenario, pero con diferentes distribuciones de amplitud.

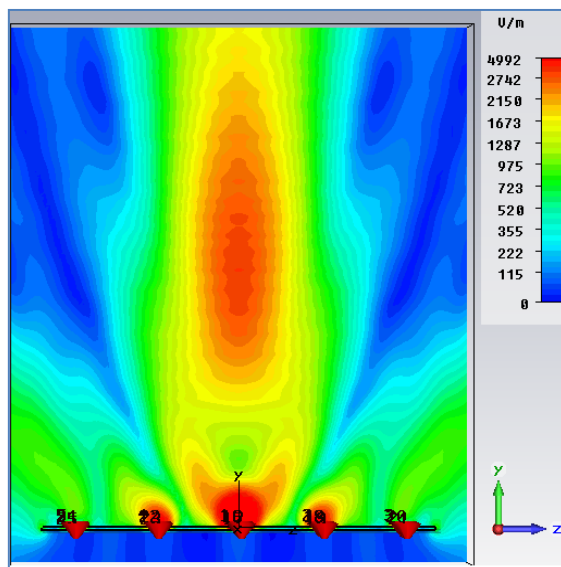


Figura 5.17: Distribución uniforme de amplitudes.

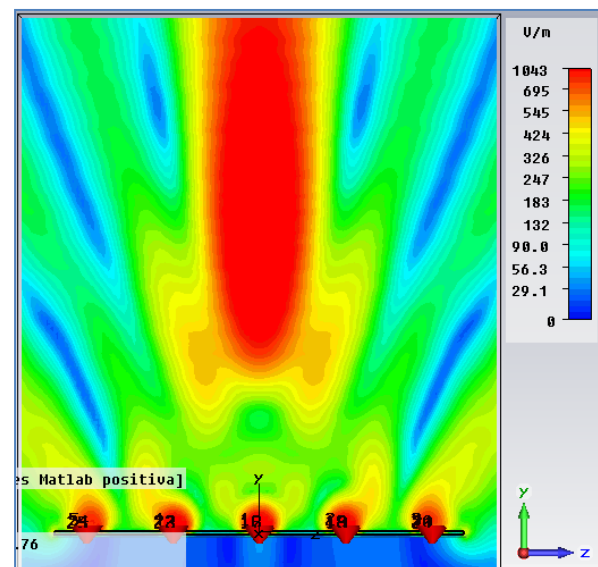


Figura 5.18: Distribución triangular de amplitudes.

De las dos figuras anteriores (5.17 y 5.18) podemos deducir muchas conclusiones, algunas de las cuales ya habíamos comentado previamente.

Es obvio que, tanto la superficie focal como su superficie varían considerablemente en función de la distribución de amplitudes asignada a los elementos, algo que ya intuíamos del estudio de arrays lineales.

Podemos ver que para la distribución uniforme obtenemos un foco menor en superficie, pero su intensidad es mucho mayor (ver leyenda). Además, el nivel de potencia repartida en el resto del campo es muy baja en comparación, afirmando así que los lóbulos secundarios son de un orden muy inferior al foco. Sin embargo, en la distribución triangular, la superficie focal aumenta su tamaño, al igual que el nivel de sus lóbulos secundarios.

Por lo tanto, y llegados a este punto, podemos de nuevo relacionar las características en campo lejano de la distribución uniforme (haz estrecho y muy directivo), con la focalización en campo cercano. Lo mismo ocurre para la distribución triangular (haz más ancho y menos directivo), la cual se asemeja al campo cercano y su focalización.

A continuación, y para terminar con este ejemplo, mostramos el campo generado en el plano XY (miramos el array cuadrado desde arriba) para la altura en Z en la que dicho plano contiene al foco.

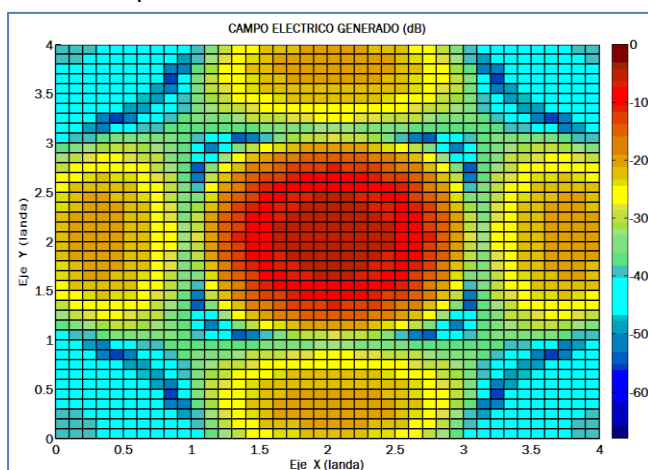


Figura 5.19: Array visto desde arriba para un corte en la posición del foco

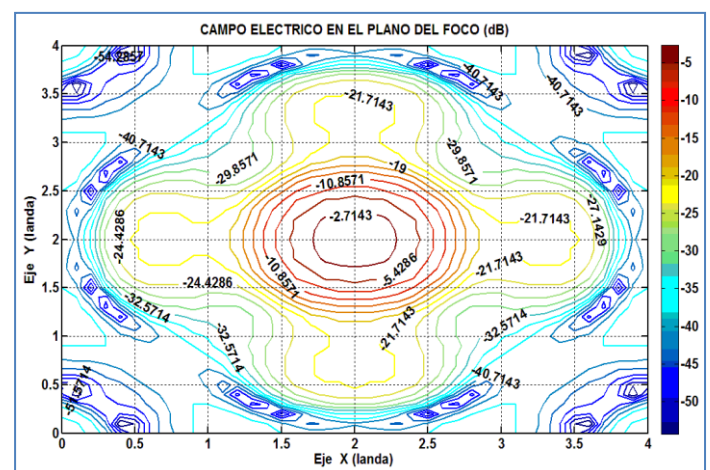


Figura 5.20: Contorno del array visto desde arriba para un corte en la posición del foco

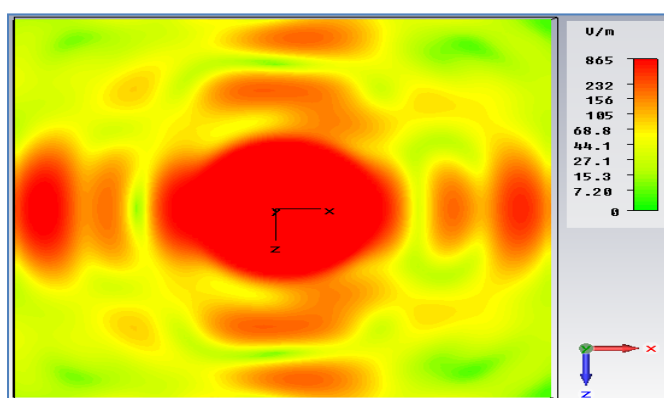


Figura 5.21: Campo visto desde arriba para distribución uniforme, en el foco.

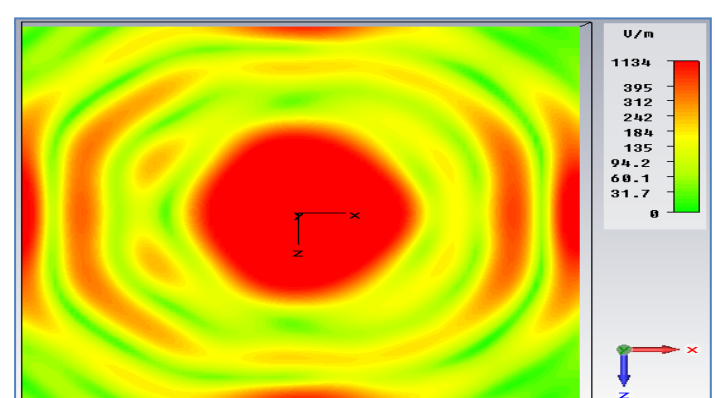


Figura 5.22: Campo visto desde arriba para distribución triangular, en el foco.

Capítulo 6. Array de elementos no equiespaciados

Hasta el momento, estamos diseñando nuestros arrays sin preocuparnos por el vector de fases con el que alimentaremos dichos elementos. Evidentemente, hasta ahora no ha habido ningún problema, ya que en nuestras simulaciones no hay ninguna dificultad a la hora de asignar diferentes fases o amplitudes a las antenas, pero puede que a la hora de construir el array, se nos impusieran restricciones en la red de alimentación, debido, por ejemplo, a que se quisieran utilizar desfases digitales en ellas, o que la red microstrip fuese lo más sencilla posible, sin tener que implementar los desfases de manera tan exacta mediante longitudes de tramos de línea.

Para una construcción posible y más sencilla de la red de alimentación, en caso de que tuviéramos restricciones para su diseño, nuestro siguiente objetivo será, en lugar de situar primero los elementos en determinadas posiciones y después generar nuestro vector de fases en función de ellas, haremos el planteamiento inverso. Inicialmente especificamos un vector de fases que nos haga posible la construcción de la red de alimentación y cumpla con las especificaciones dadas y, en función de éste, situaremos los elementos. Al realizar el proceso de esta forma, lo más probable es que los elementos no queden equiespaciados, si no en posiciones específicas, eso sí, de forma simétrica con respecto al centro del array.

A continuación se muestra una gráfica (Figura 6.1) que nos da una idea de cómo varían las fases en función de la posición de los elementos, para las diferentes distancias focales.

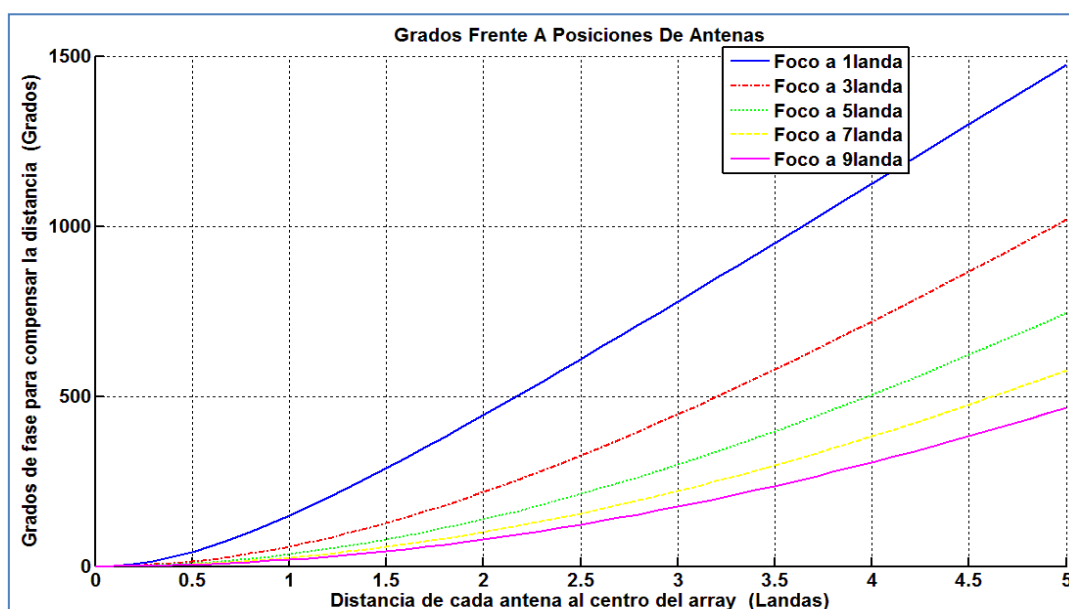


Figura 6.1: Asignación de fases en función de la posición y distancia focal

Como podemos observar en la figura 6.1, a medida que el elemento se encuentra más distanciado del centro del array (representado en el eje de abscisas), necesitamos fases mayores para corregir su posición y obtener la focalización deseada. Vemos también que, si el foco se sitúa lejos de la antena, la diferencia de fases para cada uno de los elementos será menor.

El problema radica en que la posición de los elementos no varía de forma lineal en torno a las fases que les asignamos y, por lo tanto, si queremos diseñar un array con elementos equiespaciados, tendremos que renunciar a un vector de fases sencillo, necesitando alimentar a los elementos con un vector de fases similar al siguiente:

$$\phi_i = [298.9037 \quad 138.5485 \quad 35.6185 \quad 0 \quad 35.6185 \quad 138.5485 \quad 298.9037]$$

Se trata de un vector ϕ_i que ya hemos usado anteriormente para crear un array de 7 elementos equiespaciados 1λ y con el foco situado a 5λ (representado por la curva “Foco a 5λ ” en color verde de la figura 6.1).

Si imaginamos que nuestra red de alimentación fuese en paralelo, y a cada uno de nuestros elementos radiantes le tuviésemos que asignar la fase correspondiente del ϕ_i anterior, la construcción de las líneas de transmisión sería prácticamente imposible llevarla a cabo debido a que, evidentemente a esta frecuencia (GHz), los diferentes desfases equivalen a diferentes longitudes de tramos de línea, y relacionar este tipo de desfases a longitudes de tramo microstrip resultaría complicado.

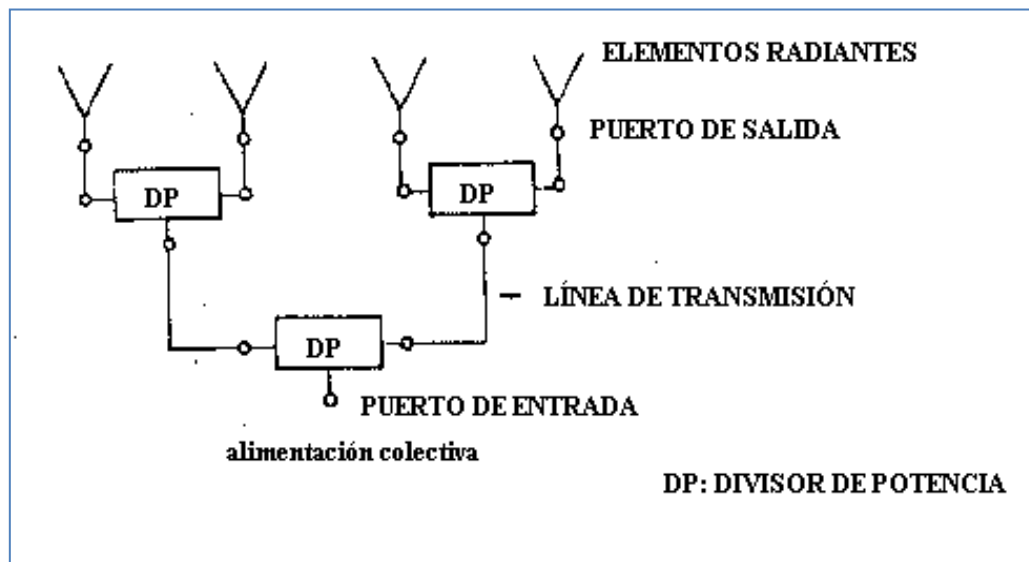


Figura 6.2: Diagrama de una red de alimentación en paralelo.

Capítulo 7. Estudio de varios diseños con restricciones de fases

En este apartado se estudia la mejor solución para un determinado escenario, en el que el posible abanico de soluciones se crea en función de unos desfases dados entre los elementos. Se trata de un análisis sencillo con el que se pretende, mediante un array lineal con distribución en amplitud uniforme, focalizar a una distancia de 4λ , con un número concreto de elementos $N=7$, pero esta vez, imponemos como restricción la asignación de unas fases específicas, las cuales nos determinan los siguientes casos.

Caso 1: Elementos en fase

Una vez asignadas las fases de los elementos, mediante nuestra herramienta en código Matlab, hacemos el proceso inverso al realizado hasta este momento, ya que ahora lo que necesitamos calcular, son las posiciones de los elementos en el array en función de las fases ya determinadas. Como hemos comentado, al fijar primero el vector de fases, lo más probable es que la posición de las antenas ya no sea equidistante.

En este ejemplo los elementos serán puestos en fase, tal como muestra el siguiente vector:

$$\phi_i = [1080^\circ \quad 720^\circ \quad 360^\circ \quad 0^\circ \quad 360^\circ \quad 720^\circ \quad 1080^\circ]$$

Situando las antenas de la en las posiciones mostradas en la siguiente Figura 7.1:

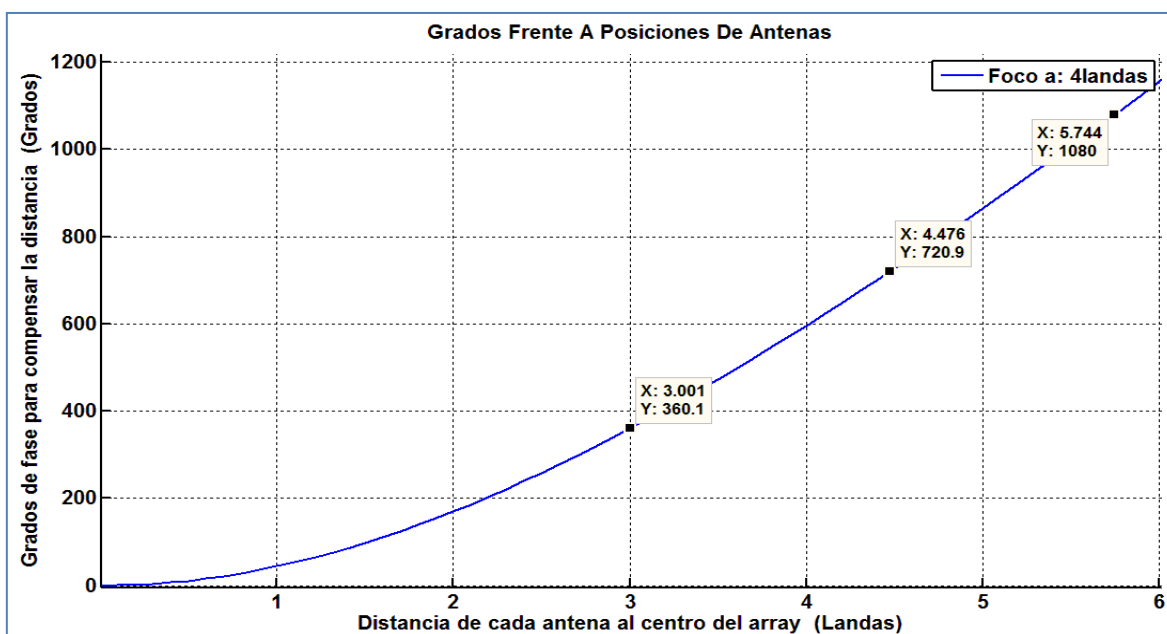


Figura 7.1: Relación de fases para los elementos en fase

Como podemos observar, al fijar las fases de las antenas en estos valores, la distancia de las antenas al centro del array aumenta considerablemente, llegando a situar al último elemento a una distancia de 5.74λ del centro del array. Evidentemente, esto genera una antena de un tamaño muy superior a la distancia focal, con lo que situamos el escenario en la zona reactiva o de inducción, donde los cálculos muy probablemente no sean reales en la práctica.

Es evidente que este tipo de arrays, con un tamaño mayor al que hemos estudiado hasta ahora, estaría diseñado para focalizar a una distancia superior.

Sería necesaria una herramienta de optimización, que en función de las fases de los elementos, asignara la mejor distancia focal.

En la Figura 7.2, observamos cómo hay gran dispersión de la potencia, se generan muchos lóbulos secundarios y se consigue un foco muy débil.

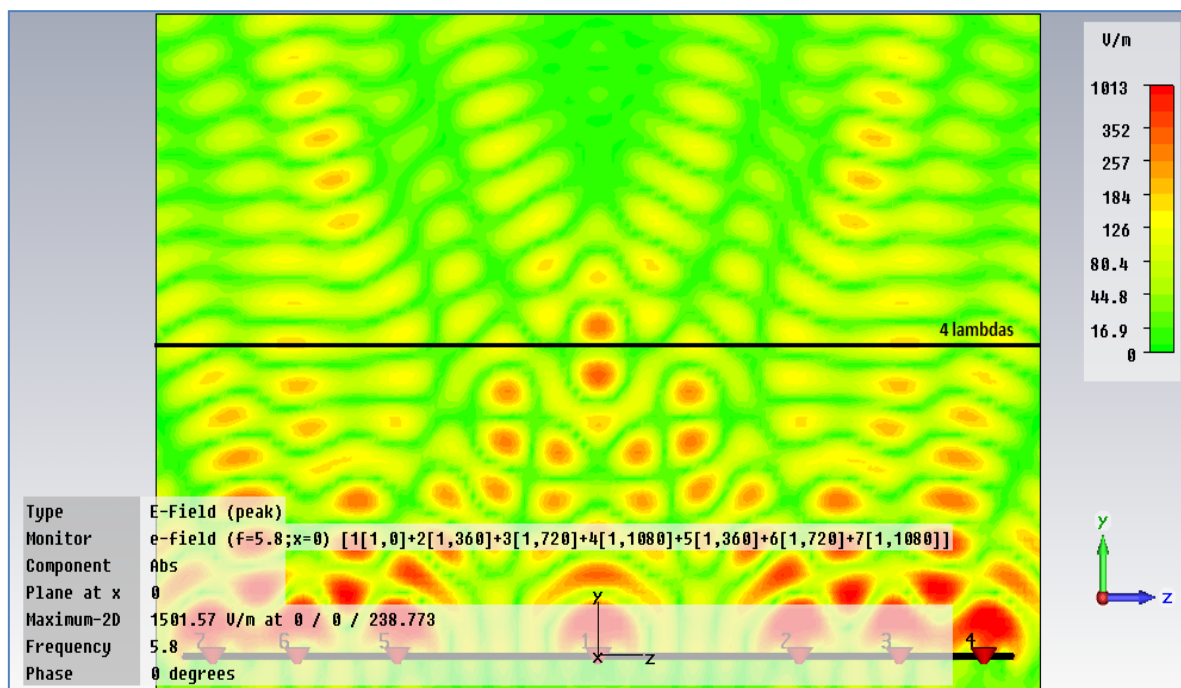


Figura 7.2: Array con elementos en fase para un foco situado a 4λ .

Como podemos intuir, este tipo de array debería diseñarse para una posición del foco más alejada de la antena. Es cierto que las posiciones se han fijado a partir del vector de fases, y de la distancia focal, pero al hacer esto no se tiene en cuenta la relación entre el tamaño de la antena y el foco, la cual en este caso vemos cómo se aleja mucho del valor igual a 1, ya que ahora el array mide aproximadamente 11λ , para un foco situado a 4λ .

Caso 2: Elementos con un desfase de 180°

Ahora realizamos el mismo estudio permitiendo a los elementos del array un desfase de 180°. Para este caso obtenemos el vector ϕ_i siguiente, el cual de nuevo nos fija las posiciones de las antenas que vemos en la figura 7.3.

$$\phi_i = [540^\circ \quad 360^\circ \quad 180^\circ \quad 0^\circ \quad 180^\circ \quad 360^\circ \quad 540^\circ]$$

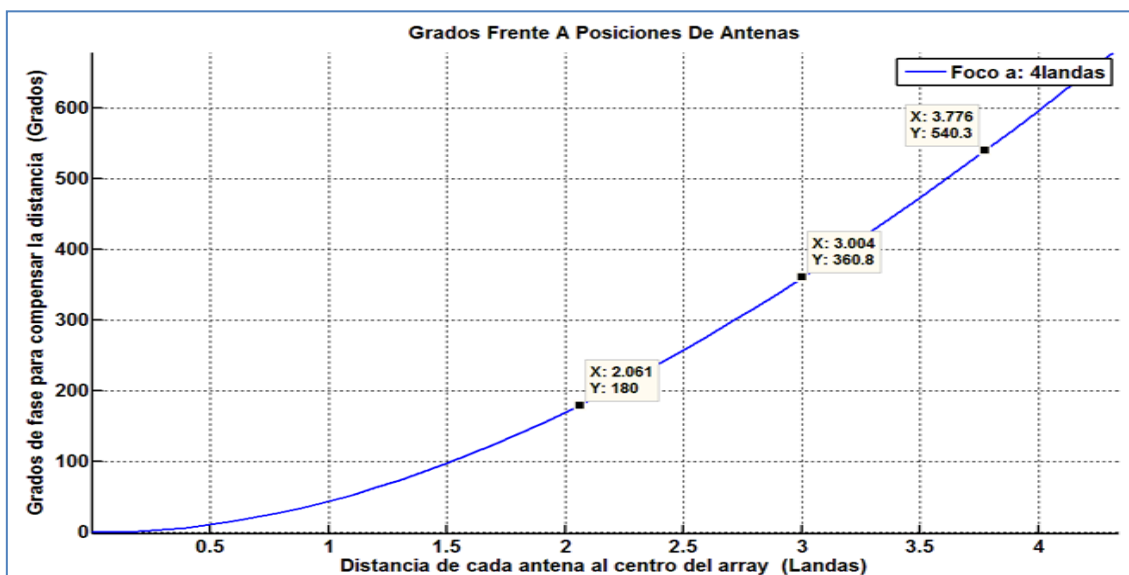


Figura 7.3: Relación de fases para los elementos con desfases de 180°

Vemos los resultados de este segundo caso, en el cual el array es más pequeño debido a que los desfases también lo son, y se aprecia algo mejor la focalización como se muestra en la siguiente Figura 7.4.

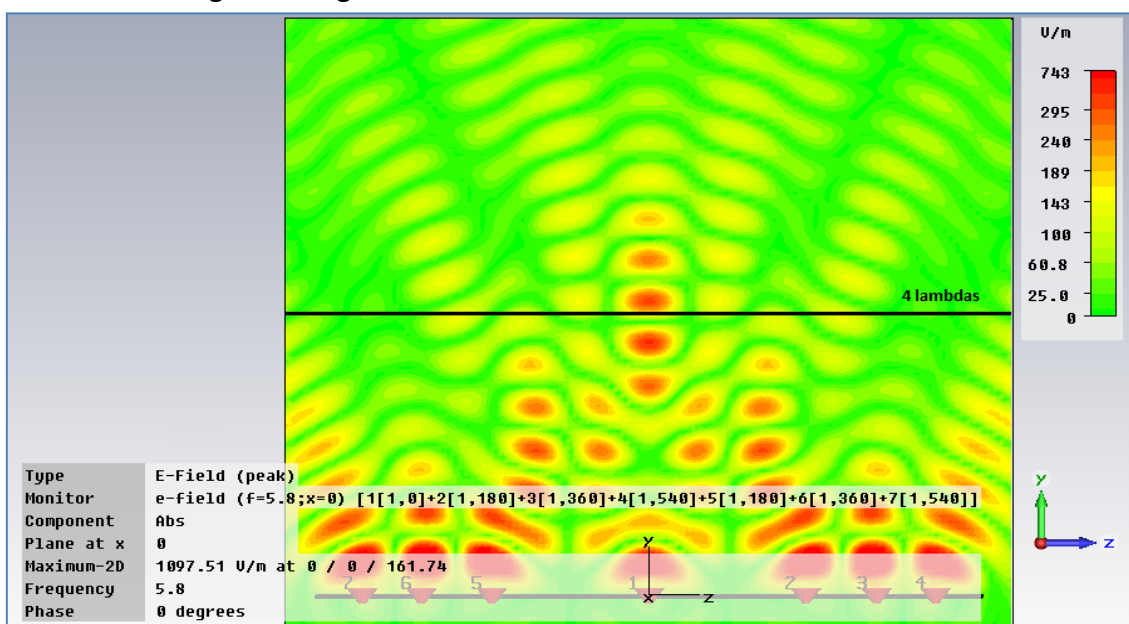


Figura 7.4: Representación del plano para 4 λ

Vemos el efecto considerable de reducir el tamaño de la antena, acercándonos de esta forma un poco al valor adecuado de la relación con la distancia focal. Vemos cómo el número de lóbulos secundarios disminuye notablemente, y que podemos ver una focalización algo más clara.

Es evidente el problema de determinar previamente las fases, algo que sería necesario si se impusiera como restricción para fabricar la red de alimentación del array.

Obviamente el error al fijar el vector de fases, es fijar también la distancia al foco, pues como vemos puede generar un tamaño del array que, aunque diseñado para focalizar a esa distancia, no sea capaz de conseguirlo, debido a que podemos dejar de trabajar en la región de Fresnel, o a que no seamos coherentes con las distancias.

Caso 3: Elementos con desfases de 90°

Por último, vemos el caso en el que los elementos están desfasados 90° con sus consecutivos, y generan el siguiente vector ϕ_i :

$$\phi_i = [270^\circ \quad 180^\circ \quad 90^\circ \quad 0^\circ \quad 90^\circ \quad 180^\circ \quad 270^\circ]$$

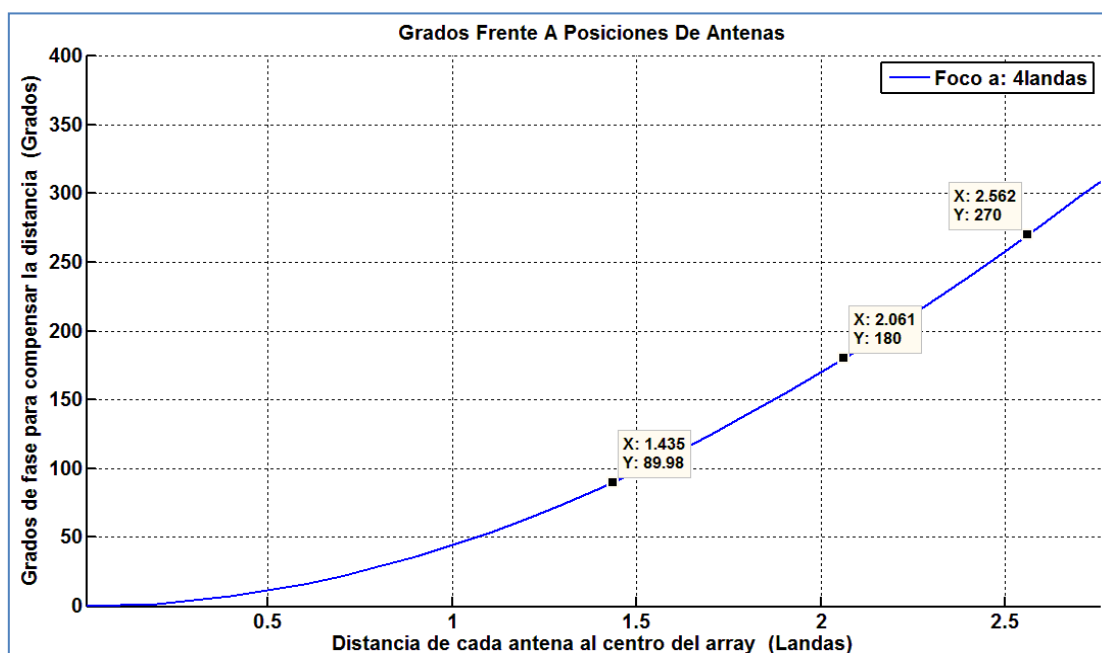


Figura 7.5: Relación de fases para los elementos

Vemos un foco más claro y que no hay lóbulos secundarios de gran intensidad aparentemente. Se forman varios puntos de elevada densidad de potencia en torno a la posición focal (Figura 7.6).

Vemos que este es el escenario más adecuado de los tres casos, y es debido a que es el que establece la relación $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)}$ más cercana a un valor igual a 1, situándonos precisamente en la región de Fresnel.

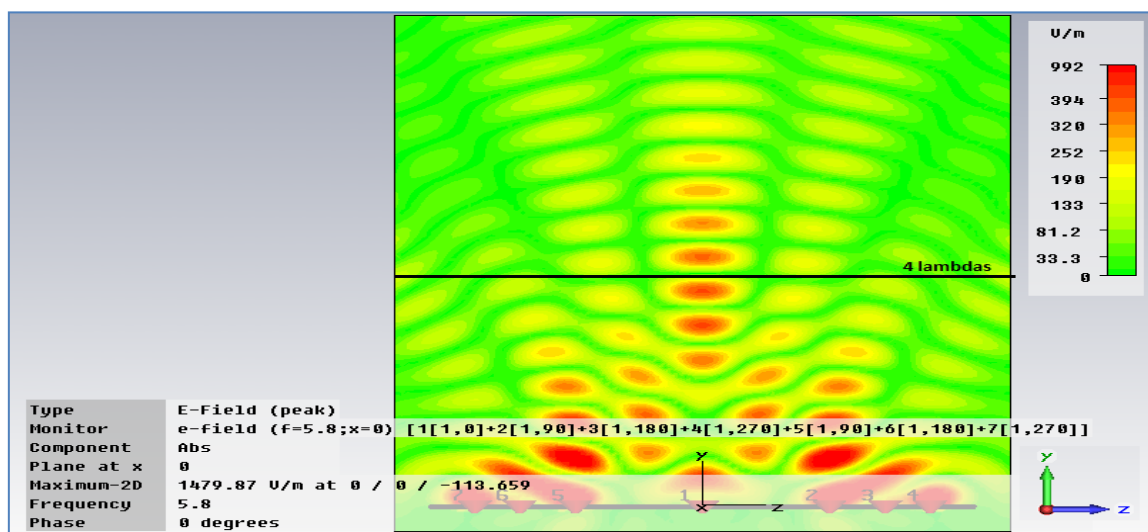


Figura 7.6: Representación del campo con array no equidistante

Del estudio de este capítulo deducimos la necesidad de, en futuras líneas de trabajo, diseñar un sistema capaz de optimizar, en función de un vector de fases ϕ determinado, las mejores distancias focales asumibles por el diseño, para diferentes posiciones de las antenas.

Concluimos que, a falta de ese procedimiento de optimización en el momento de diseñar este tipo de sistemas, lo más coherente es fijar primero una distancia focal, y en función de ella, sabiendo que la relación $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)}$ deber tener un valor aproximado a 1, ya conoceremos las dimensiones del array, y podremos pasar a calcular el número de elementos adecuado y sus respectivas fases.

Capítulo 8. Diseño final del receptor RFID

Finalmente, basándonos en el estudio previo, se propone el diseño de una antena que funcione como un receptor para aplicaciones de RFID, en este caso en concreto nos referimos a la tecnología NFF de la que ya hemos hablado previamente.

Para poder centrarnos más en el tipo de dimensiones del receptor, además de en la situación y tamaño de la zona hacia la que focalizar la potencia, suponemos que se nos ha encargado el diseño de un receptor para registrar la entrada y salida de personas en el metro (Figura 8.1), siendo el usuario quien posee una tarjeta identificativa con un “tag” RFID incorporado.



Figura 8.1: Sistema NFC en el metro.

Tal y como vemos en la Figura 8.1, para poder identificarse el usuario deberá situar la tarjeta con el chip RFID sobre el receptor, y el sistema debe funcionar con cierta soltura, lo cual quiere decir que necesitaremos un volumen focal lo suficientemente grande, como para que se reciba la señal sin tener que situar el transmisor (tag) en un punto muy concreto del espacio.

8.1. Diseño de la antena como receptor RFID

Evidentemente, todo el diseño se construirá para su uso en la frecuencia RFID de 5.8GHz. El receptor consistirá en un array de antenas de tipo parche, con 8 elementos equidistantes entre sí. Como hemos comentado, la focalización deberá tener un volumen lo suficientemente grande y, obviamente, el receptor no podrá situarse al alcance del usuario, si no a una cierta distancia entre el punto más cercano en el que pueda situarse el chip RFID y la propia antena.

Para ello, situaremos los elementos del array y les asignaremos el vector de fases correspondientes para poder obtener un punto de focalización a unos 20 cm, y dicho foco deberá tener al menos un radio de acción de entre 10 y 15 cm, para que el sistema funcione correctamente.

De esta manera, la posición física del foco se corresponde, en longitudes de onda a nuestra frecuencia, aproximadamente a unos 4λ a lo largo del eje perpendicular del array.

Cabe destacar que, además del receptor, también diseñaremos la red que alimente al array ya que, como hemos venido viendo a lo largo de este estudio, necesitaremos unos desfases concretos bien definidos por el vector Φ . Pero de la red de alimentación hablemos más adelante.

En primer lugar, al tener claro que se trata de un array de elementos equidistantes, situaremos los parches en una estructura lineal y plana y, a continuación, en función de la posición del foco, calcularemos las fases de cada antena.

Se propone situar los 8 parches distanciados entre sí 0.6λ , de esta manera evitaremos que se lleguen a generar “grating lobes” (que como sabemos aparecen en arrays con elementos distanciados una longitud mayor a 1λ), y el tamaño total del array no superará los 25 cm.

A continuación se expone el diseño simulado con CST (Figura 8.2).

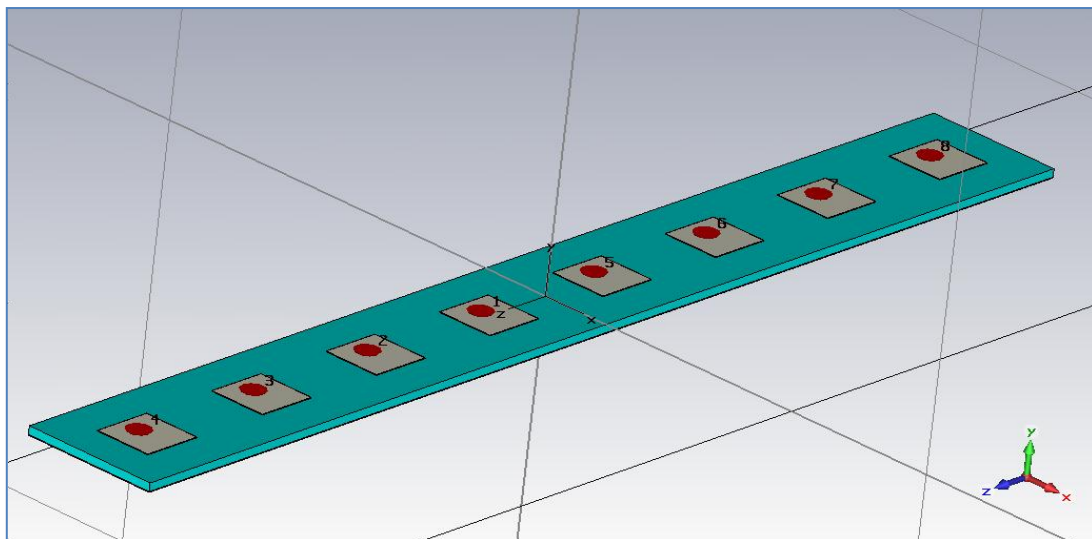


Figura 8.2: Simulación del array como receptor RFID

Debemos comentar que los parches tienen las mismas dimensiones y se han simulado de igual forma que a lo largo de este estudio.

Dimensiones del array:

- ✓ Permitividad del sustrato: $\epsilon_r = 3$
- ✓ Grosor parche (PEC): $t = 0.2$ (mm)
- ✓ Lado parche: $L = 13.28$ (mm)
- ✓ Grosor sustrato (PEC): $h = 2$ (mm)
- ✓ Distancia entre elementos: $D = 31$ (mm)

El tipo de puertos no se pueden simular con el CST, pero acabarían siendo sondas de tipo coaxial, y la alimentación del parche sería de tipo directa (Figura 5.4.2).

A continuación (Figura 8.3), hacemos uso del código Matlab (basado en la Ecuación 2.11 al tratarse de un array lineal), para poder calcular las fases adecuadas para los distintos elementos, con el fin de obtener una focalización a 4λ .

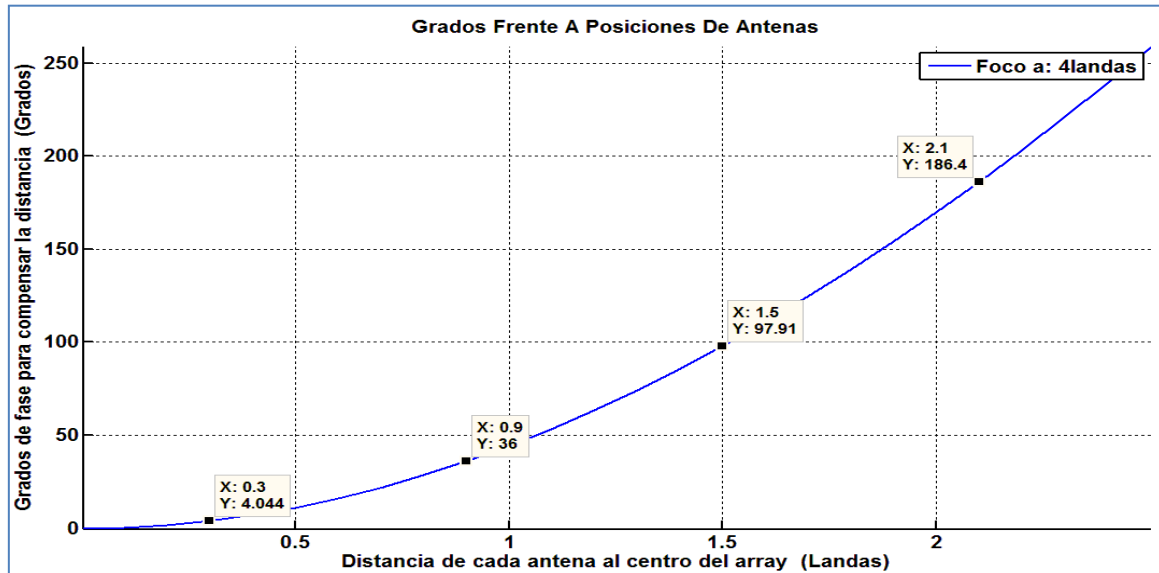
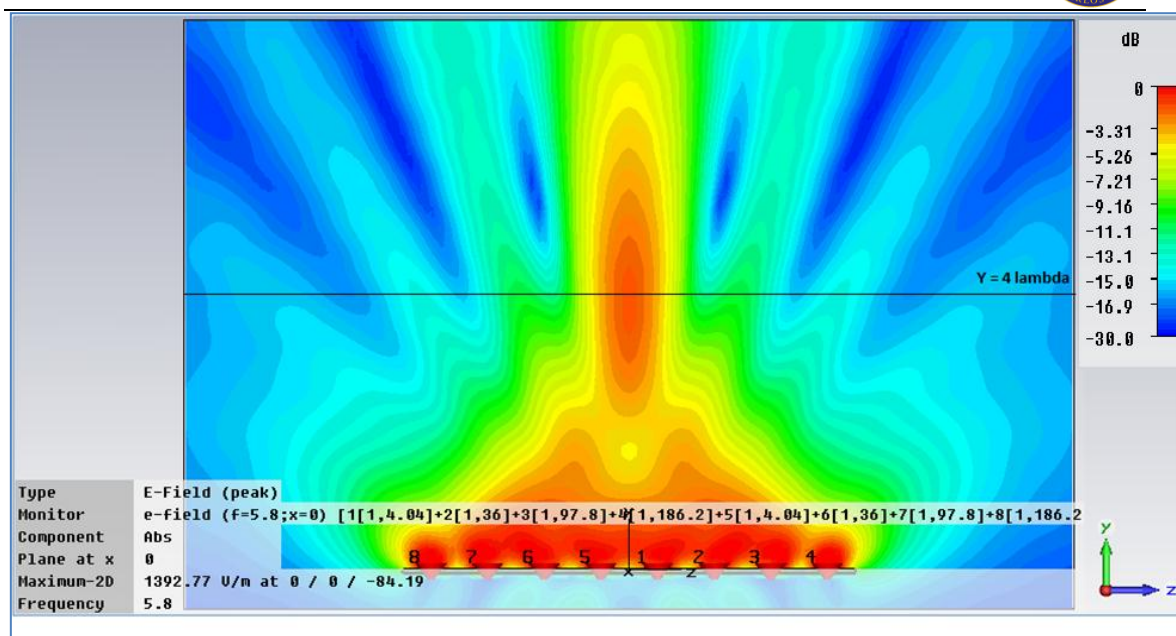


Figura 8.3: Fases asignadas a cada elemento del receptor

Como podemos observar, los elementos quedan separados una distancia de 0.6λ , por lo que la longitud física del array es de aproximadamente unos 4λ , donde podemos de nuevo hacer referencia a la relación entre la posición focal y el tamaño de la antena (en este caso $\frac{D \cdot f_{foco}(\lambda)}{L(\lambda)} \approx 1$), y decir que nos sitúa, tal y como es nuestra intención, en la región de Fresnel.

Finalmente, para ver los resultados y comprobar que la expresión del campo coincide con la deseada, simulamos nuestro array para el vector de fases calculado:

$$\phi_i = [186.2^\circ \quad 97.8^\circ \quad 36^\circ \quad 4.04^\circ \quad 4.04^\circ \quad 36^\circ \quad 97.8^\circ \quad 186.2^\circ]$$



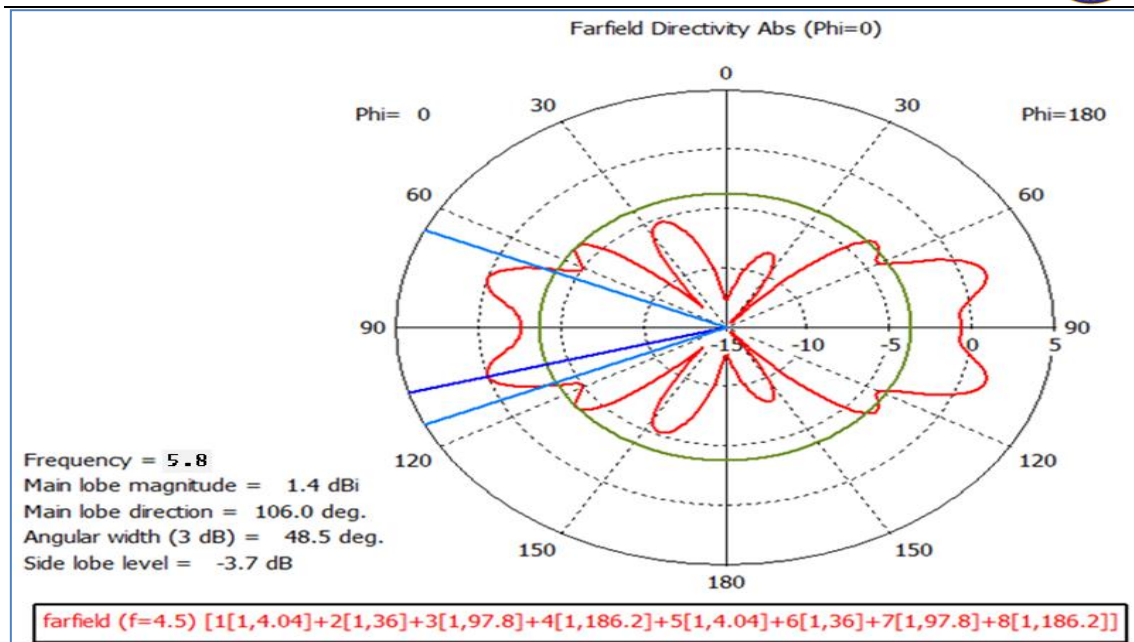


Figura 8.5: DR del campo lejano en forma polar del receptor RFID

Por último, solo recordar que, al situarse el array sobre una placa conductora, la radiación que aquí se observa que está dirigida hacia el plano opuesto no debería existir como tal, efecto que queda reflejado en la Figura 8.6.

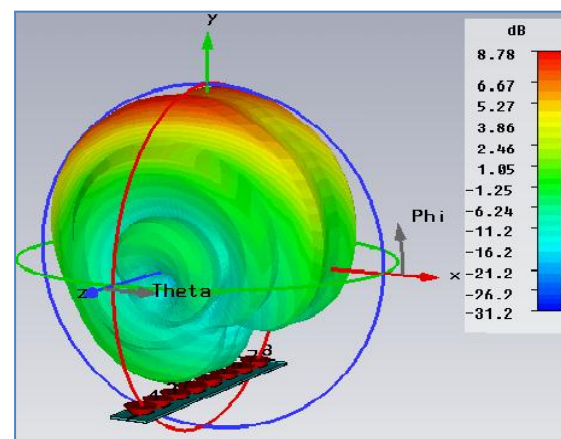


Figura 8.6: DR en campo lejano en 3D.

8.2. Diseño de la red de alimentación

En el diseño de la red de alimentación para nuestro array haremos uso de una tecnología basada en “líneas microstrip”, con la cual podremos generar el desfase fijado por el vector " ϕ_i " a las salidas de los puertos, además de asignar a todos los elementos una distribución igual en amplitud.

Las líneas microstrip son una elección muy interesante para la construcción de circuitos impresos y sistemas de transmisión de ondas en alta frecuencia. Sus aplicaciones más importantes se dan en sistemas de posicionamiento o teledetección en comunicaciones móviles, antenas en aviones o aplicaciones radar (Phased arrays).

Su construcción física es sencilla y de coste reducido, pues los materiales necesarios para su fabricación no son caros. Como inconvenientes cabe decir que tienen poca ganancia, un ancho de banda relativamente pequeño y, como están en contacto directo con el aire, es fácil que se introduzcan efectos adversos tales como ruido o interferencias.

Su forma geométrica se muestra en la Figura 8.7, donde observamos características importantes como el grosor de la línea o la longitud. Vemos que se basa en una tira conductora impresa, separada una distancia de un plano de masa por un material dieléctrico.

En este tipo de líneas no podemos hacer referencia a modos TEM, TE o TM puros, pues el contacto directo con el aire provoca que una pequeña parte de la energía se escape de la línea (Figura 8.6), dando lugar a los modos cuasi-TEM.

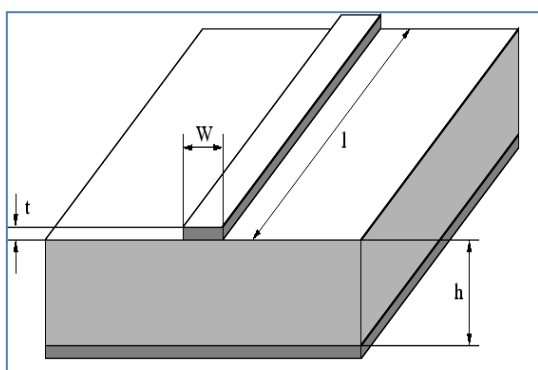


Figura 8.7: Geometría de la línea microstrip

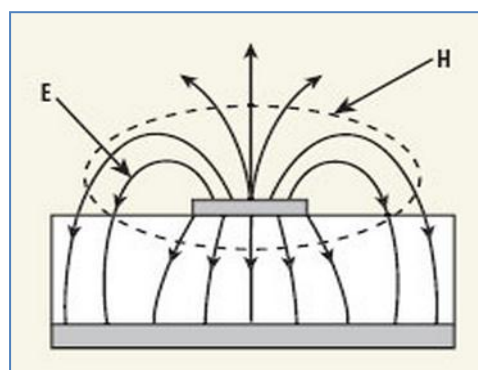


Figura 8.8: Líneas del campo electromagnético de la línea

Vemos que, en este caso, a diferencia del diseño en microstrip para antenas de parche, nuestra intención es la de confinar el campo en la línea para que exista transmisión y, para ello, la permitividad dieléctrica del sustrato deberá ser algo mayor.

Para poder trabajar con este tipo de líneas, nos resultarán muy útiles algunas de las siguientes fórmulas que se exponen a continuación, ya que las necesitaremos para calcular las dimensiones físicas de la línea.

Primero debemos saber que, dado que el dieléctrico no es vacío y que la línea está expuesta de manera directa al propio sustrato (con una determinada permitividad relativa ϵ_r) y al aire, se debe hacer referencia a lo que se conoce como permitividad efectiva.

La permitividad efectiva (ϵ_{refec}) no es más que la constante dieléctrica de un medio homogéneo que, en este caso, estaría compuesto por aire y sustrato, y se puede definir de la siguiente forma (Fórmula 8.1):

$$\epsilon_{refec} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]; & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5}; & \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$$

(Fórmula 8.1)

A través de esta permitividad efectiva, podemos obtener el valor de la impedancia característica de la línea $Z_{0\mu strip}$, la cual usaremos más adelante para adaptar los puertos de la red:

$$Z_{0\mu strip} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{refec}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & ; \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{refec}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]}; & \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$$

(Fórmula 8.2)

Estas expresiones se conocen como las ecuaciones de análisis. Nuestro interés se centra más en las ecuaciones de síntesis que se muestran a continuación, ya que si que conoceremos tanto la permitividad del dieléctrico, como la impedancia que queremos ver a la entrada de los puertos (50 Ω), y con ellas obtendremos las dimensiones de la línea, que se consiguen a través de la siguiente fórmula:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8 \cdot e^A}{e^{2A} - 2} & ; \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right]; & \frac{W}{h} > 2 \end{cases}$$

(Fórmula 8.3)

Donde “W” es la anchura de la línea y “h” el grosor del sustrato.

De tal forma que:

$$A = \frac{Z_{0\mu strip}}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad \text{y} \quad B = \frac{60\pi^2}{Z_{0\mu strip} \sqrt{\epsilon_r}}$$

A continuación se explica el procedimiento que he llevado a cabo para el diseño de la red de alimentación.

Inicialmente sabemos que debemos alimentar 8 elementos, lo cual corresponde a 8 puertos de salida, todos con igual amplitud. Los desfases asignados por el vector ϕ son los siguientes:

$$\phi_i = [186^\circ \ 97.8^\circ \ 36^\circ \ 4.04^\circ \ 4.04^\circ \ 36^\circ \ 97.8^\circ \ 186^\circ]$$

Para ello, se propone una topología en paralelo como la mostrada en la figura 6.2, compuesta por divisores “ $\lambda/4$ ” en T, los cuales, teóricamente, consiguen un reparto en potencia de unos -3dB, pero en la práctica es algo menor debido a pérdidas que introducen los materiales y a las reflexiones producidas en la línea.

A continuación se muestra el diseño del divisor, en el cual se representa un puerto de entrada y dos de salida, que serán diseñados para tener una impedancia de entrada de 50 Ω .

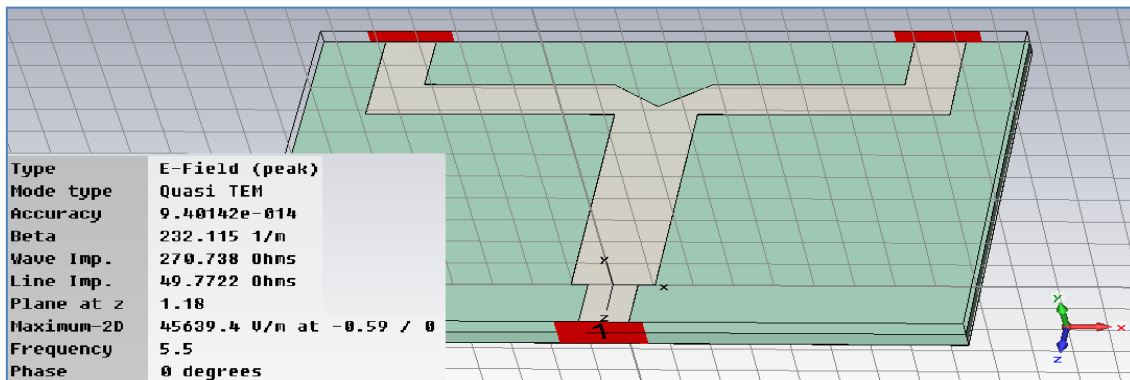


Figura 8.9: Simulación de un divisor en T en línea microstrip

Como podemos ver en la leyenda de la Figura 8.9, se trata de un modo de onda Quasi TEM, como ya hemos hablado, y la impedancia del puerto 1 es de aproximadamente unos 50 Ω .

Para calcular las dimensiones físicas de la línea, se ha usado una herramienta que incorpora el propio CST (Figura 8.10), con la que se calculan de manera automática las longitudes haciendo uso de las ecuaciones de síntesis anteriores.

Cabe destacar que usamos como dieléctrico el material “Arlon AR 450”, que tiene una permitividad $\epsilon_r = 4.5$ la cual, en la línea microstrip, se convierte a efectos prácticos en una permitividad $\epsilon_{refec} = 3.4$.

Vemos cómo la anchura “w” del divisor $\lambda/4$ es algo mayor que el de la propia línea. Esto es así ya que, para poder “dividir” la línea en dos sin generar desadaptación, es necesario que a la entrada del divisor se vea la siguiente impedancia:

$$Z_{div} = \sqrt{Z_{in} * Z_{out}} \quad \text{luego} \quad Z_{div} = \sqrt{50 * 25} = 35\Omega$$

Donde Z_{out} es el paralelo de las dos líneas de salida: $50//50 = 25 \Omega$

Una forma de conseguir esa impedancia es aumentando el grosor de la línea, en este caso hasta $w = 1.6 \text{ mm}$.

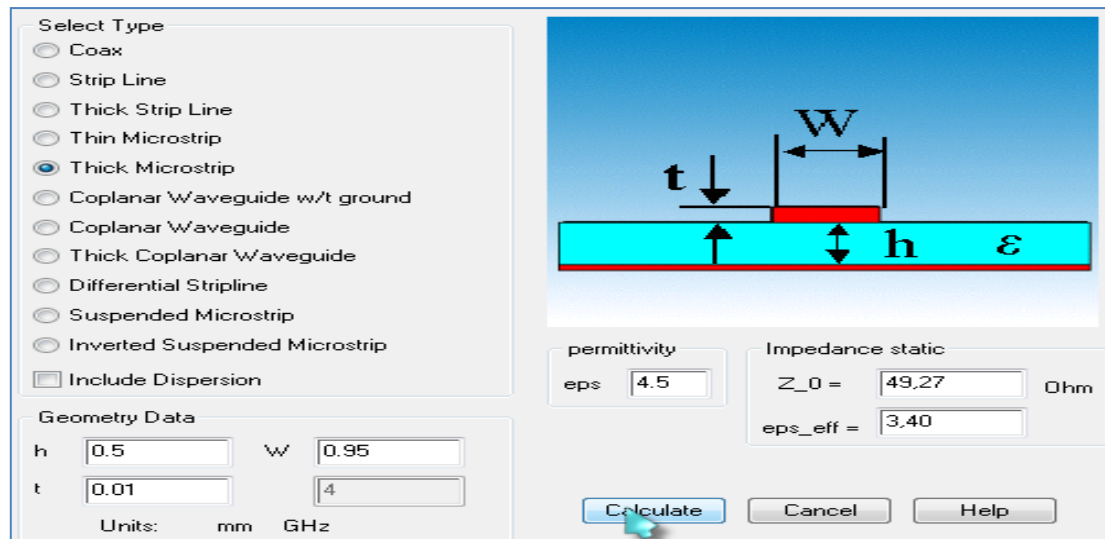


Figura 8.10: Programa para el cálculo de las dimensiones de la línea

Por último, nos queda adaptar este diseño para la frecuencia de 5.8 GHz. Para ello debemos fijarnos en el parámetro S11, el cual nos da una idea de la reflexión de la onda producida en la línea. Dicho parámetro se considera adaptado para un valor aproximado de unos -15dB.

Para comprobarlo, hemos generado un conjunto de simulaciones en CST en las que se varía la longitud física del divisor, el cual se consigue adaptarlo para un tamaño de 8.75(mm).

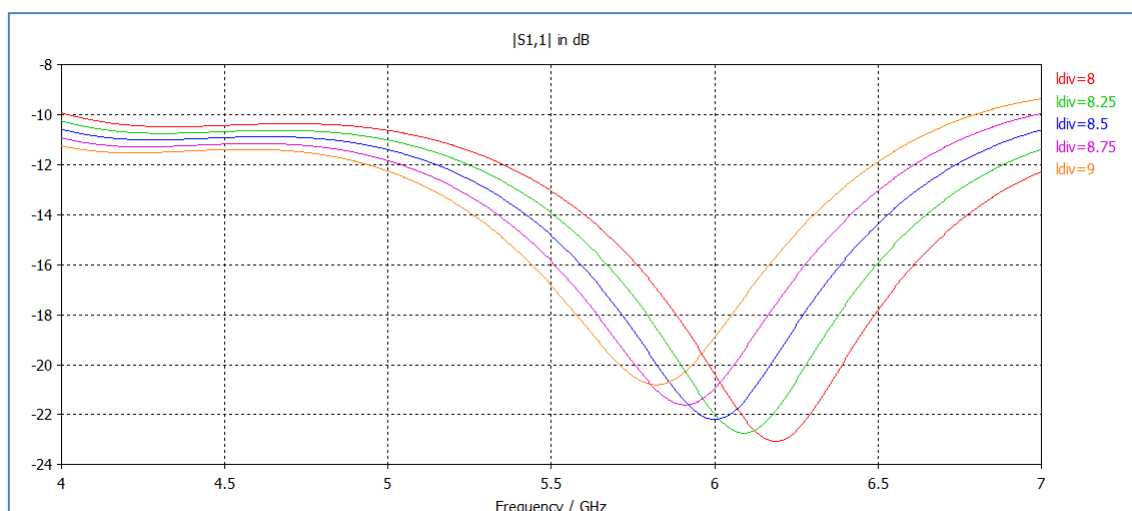


Figura 8.11: Simulaciones para adaptar el tamaño del divisor a 5.8GHz

Una vez tenemos diseñado el divisor en T, construimos el resto de la red de alimentación teniendo en cuenta que necesitamos ciertos desfases a las salidas. Para ello, únicamente debemos generar las distancias eléctricas adecuadas para cada

puerto, desde el de entrada hasta los de salida, por lo que hacemos uso de la definición de longitud física de la línea " $l_{\mu strip}$ ":

$$l_{\mu strip} = \frac{\theta \lambda_g}{2\pi}, \quad \text{donde} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{refec}}}$$

Con ello, y conocido " ϕ_i ", hacemos el siguiente diseño de la red de alimentación:

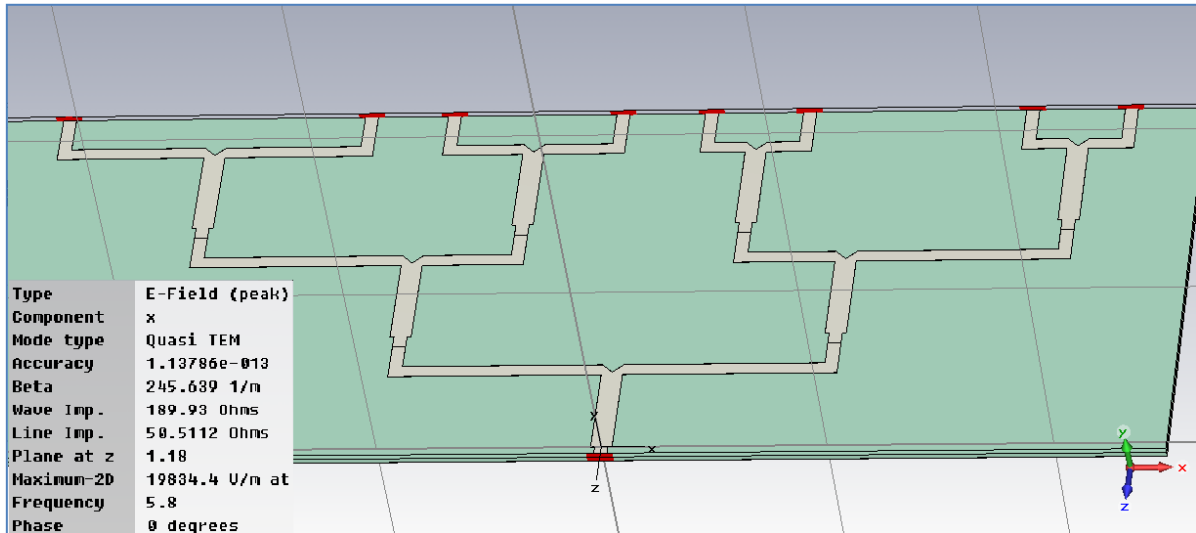


Figura 8.12: Diseño final de la red de alimentación

Aquí vemos de forma clara cómo, al variar el recorrido físico entre el puerto de entrada y los diferentes puertos de salida, podemos conseguir los desfases adecuados a las salidas.

El desfase generado por la red de la Figura 8.12 se puede ver observando los parámetros S para los puertos de salida, tal y como se muestra en la Figura 8.13.

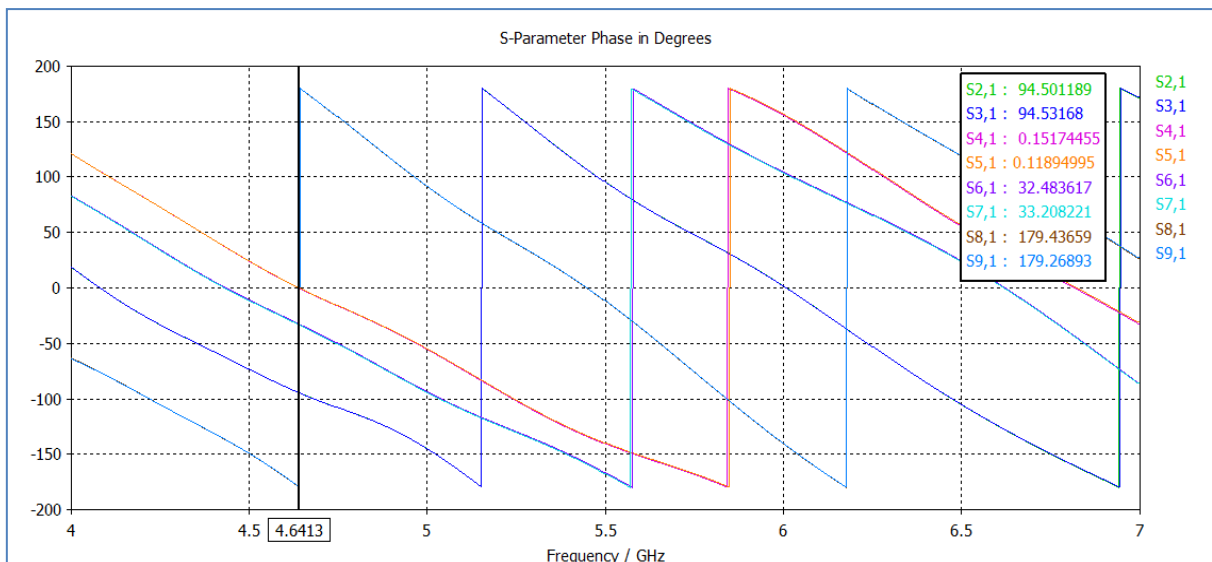


Figura 8.13: Representación de los desfases generados por la red de alimentación

Donde podemos ver cómo los desfases entre los elementos que nos exige el vector ϕ :

$$\phi_i = [186^\circ \quad 97.8^\circ \quad 36^\circ \quad 4.04^\circ \quad 4.04^\circ \quad 36^\circ \quad 97.8^\circ \quad 186^\circ]$$

son los conseguidos con el diseño de nuestra red. Tenemos que especificar que lo que nos interesa son los desfases entre los elementos, y vemos cómo, por ejemplo, entre los puertos 5 y 6 hay un desfase de 32° , el mismo que entre ϕ_3 y ϕ_4 .

Con esto sólo queda por mostrar que el puerto S11 está adaptado a unos -20dB para la frecuencia de 5.8 GHz, tal y como se muestra en la siguiente figura.

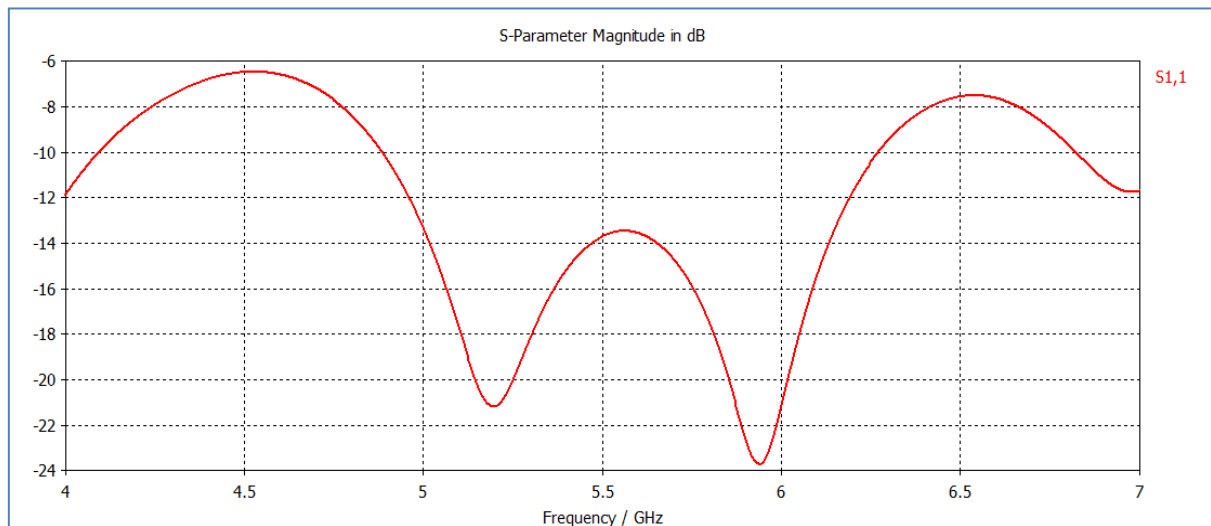


Figura 8.14: Parámetro S11 que muestra su adaptación a 5.8GHz

Finalmente decir que, para nuestro diseño, los puertos se implementarán con sondas coaxiales, como ya hemos comentado, tanto en la red de alimentación como en la entrada de los elementos del array, y que ambas partes se unirán mediante cables de igual longitud, con el fin de no alterar el desfase que introduce la red de alimentación.

Capítulo 9. Conclusiones y futuras líneas de trabajo

A lo largo de este trabajo se ha hablado de la importancia de los nuevos desarrollos tecnológicos en comunicaciones de corto alcance, en concreto para aplicaciones RFID (Radio Frequency Identification).

El estudio de antenas con la capacidad de focalizar en puntos concretos del campo cercano, también denominado NFF (Near Field Focused), da lugar a la creación de nuevos sistemas de comunicaciones aplicables a diversas situaciones tales como la forma de realizar un pago, la implantación de chips con memoria en objetos o personas, etc.

Para lograr este tipo de comunicaciones, nos hemos centrado en el estudio de los arrays de antenas, con el objetivo de que puedan funcionar como receptores para aplicaciones RFID.

Como hemos visto en este trabajo, los arrays nos dan la posibilidad de hacer uso del principio de superposición de ondas, logrando mediante la diferenciación de las fases de los elementos del propio array, una suma de ondas constructivas en un punto del campo cercano, logrando de esta forma crear un punto de focalización o foco donde se acumule la mayor parte de la energía.

Se han estudiado los diferentes factores que afectan a la forma de focalización viendo cómo, variando ciertas propiedades del sistema, todas relacionadas con su factor de array, se puede modificar notablemente el tipo de focalización.

Inicialmente, se hace un estudio para arrays de tipo lineal, donde se determina que la relación entre el tamaño total de la antena y la distancia desde ésta hasta el foco “ $\frac{D.foco(\lambda)}{L(\lambda)}$ ”, nos determina la región del campo en la que trabajamos (nuestra intención, como se ha comentado, es siempre trabajar en la zona de Fresnel).

Hemos comprobado cómo el foco no siempre se crea en la posición teórica para la que diseñamos, y que esa distancia varía en función de diversos factores, tales como la distribución de amplitudes del array, la frecuencia de entrada al sistema (que nos permite alejar el foco al aumentar la frecuencia, y acercarlo al disminuirla), o variando el tamaño de la antena en función de la distancia al foco.

Posteriormente, hemos trasladado nuestro estudio a los arrays planos, donde se concluye que los mismos efectos que alteraban la posición focal en arrays lineales



siguen siendo válidos ahora. Además, aquí estudiamos también los efectos que este tipo de variaciones generan sobre el tamaño del foco viendo cómo, al aumentar el tamaño del array, disminuye la superficie focal.

Vemos que lo mismo ocurre para los diferentes tipos de distribuciones de amplitud, donde la uniforme también disminuye la superficie focal, al mismo tiempo que aumenta su densidad de potencia y conseguimos eliminar lóbulos secundarios, haciendo más “directivo” el foco. Este efecto que ocurre en campo cercano para la focalización, es similar al del campo lejano con la directividad, pues la distribución uniforme generaba un diagrama de radiación con un haz estrecho. Comprobamos que de igual manera ocurre para la distribución triangular, donde la superficie focal aumenta.

A continuación, pasamos a validar todo el estudio con el software “CST”, tratándose de una herramienta que nos permite ver de forma precisa cómo se comportan nuestros diseños.

Aquí comprobamos que la forma de la focalización en campo cercano es completamente independiente del tipo de elementos radiantes que usemos. Esto es algo obvio, pues la focalización únicamente depende del factor de array, el cual es la simplificación matemática que concierne únicamente a las amplitudes de los elementos, sus posiciones y sus fases, por lo tanto, es independiente del tipo de elementos.

Para comprobar este hecho, hacemos un estudio de varios casos, en los cuales planteamos el mismo escenario para diferentes tipos de antenas, en este caso dipolos $\lambda/2$ y parches, concluyendo que, efectivamente, la focalización no varía en ninguno de los casos.

A continuación, se hace un estudio para los diseños de los arrays en los que se imponen ciertas restricciones de fase. Hasta ahora diseñábamos el array asignando inicialmente la posición de los elementos (equidistantes en todos los casos), y en función de sus posiciones calculábamos el vector de fases “ ϕ ”. Ahora las posiciones de los elementos quedan a merced de las fases que les asignamos previamente, y por ello lo más habitual es que las antenas pierdan la equidistancia unas con otras. En este apartado únicamente se verifican hechos que ya ocurrían en el estudio previo.

Finalmente, se propone un diseño que pueda usarse como receptor RFID, para registrar el acceso de los usuarios al metro. El sistema está pensado para que los usuarios, al colocar una tarjeta provista de un “tag” RFID en una zona cercana al

receptor (nuestra antena), éste sea capaz de reconocer dicha tarjeta haciendo uso del principio basado en la teoría sobre NFF.

Se propone para tal efecto un array lineal de 8 elementos de tipo parche, el cual finalmente es capaz de generar un foco a una distancia de unos 20 cm aproximadamente de la antena. Dicho foco generado adquiere la forma geométrica de una elipse para una caída a -3dB, donde el eje mayor es de aproximadamente 16 cm, y el menor de 5.5 cm, unas dimensiones suficientemente grandes como para que el sistema funcione de forma adecuada, sin necesidad de que el usuario coloque su dispositivo RFID en una posición muy concreta del espacio.

Por último, diseñamos la red de alimentación del array basada en un diseño en línea microstrip, la cual se encarga de dar a todos los elementos la misma potencia y de asignar a cada uno de ellos el desfase (que hemos calculado previamente) necesario para lograr el efecto de focalización.

Implementamos la red en paralelo con divisores en forma de “T”. Las sondas agregadas a los puertos, tanto del array como de la red de alimentación, serán de tipo coaxial, que unirán ambas partes del sistema mediante cables de igual longitud (para evitar perder la relación de fases).

En cuanto a las futuras líneas de trabajo, el primer pase debería ser la construcción del diseño mencionado como receptor RFID, y el estudio de su funcionamiento en la práctica, corroborando que funciona de forma coherente con las simulaciones realizadas.

Tal y como hemos hablado, este tipo de diseños se podrían extender a receptores basados en arrays planos, para ser utilizados en aplicaciones que por ejemplo necesiten de un mayor volumen focal.

Sería también de interés el desarrollo de una herramienta de simulación, que junto con la herramienta de análisis llevada a cabo para este estudio, nos permita realizar una síntesis de este tipo de arrays, basándonos en una optimización con posibles restricciones, tales como las fases de los elementos, el tamaño de la antena o el número y posición de los elementos radiantes.

Finalmente sería muy interesante el estudio de diferentes versiones, en los que este tipo de arrays lleguen a ser reconfigurables, pudiendo variar de forma dinámica las características del foco, como la posición o el tamaño, pudiendo poder adaptar de esta forma el receptor para diversas situaciones, sin necesidad de construirlo de nuevo.

Referencias

1. Buffi, P. Nepa, and G. Manara, "Design Criteria for Near-Field-Focused Planar Arrays". IEEE Antennas and Propagation magazine, Vol. 54 p-p.1536-1544.No. 1, Febrero 2012.
2. R. Siragusa, P.Lemaître and S.Tedjini (miembros Senior IEEE), "Tunable Near-Field Focused Circular Phase-Array Antenna for 5.8-Ghz RFID Applications". Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 10, p-p 984-988. 2011
3. S. Karimkashi and A. A. Kishk, "A New Fresnel Zone Antenna with Beam Focused in the Fresnel Region," Con procedencia de XXIXth Asamblea General de la Unión Internacional de Ciencia Radio, Chicago, IL, Agosto 2008.
4. R.C. Hansen, "Focal region characteristics of focused array antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol 12. Diciembre 1985.
5. Badawi, A.Sebak and L. Shafai, "Array Near Field Focusing," Proceedings of IEEE 1997 Conference on Communications, Power and Computing, Winipeg, MB,Canada, Mayo 1997.
6. H.-T.Chou, T. Chia, T.-M. Hung, H.-H.Chou, and P.Nepa, "Design of a near-field focused reflect array antenna for RFID reader applications," IEEE Apsursi, Jul.2010 p-p. 1-4.
7. C. A. Balanis. Antenna Theory. Analysis and Design. John Wiley & Sons, Inc., 2nd edition, 1997.

Fuentes electrónicas

1. "Aspectos tecnología RFID". URL [<http://es.wikipedia.org/wiki/RFID>] (Consulta: 09/09/2012)
2. *Parámetros de las antenas*, URL: [[http://es.wikipedia.org/wiki/Parámetros Antenas](http://es.wikipedia.org/wiki/Parámetros_Antenas)]. (Consulta: 02/10/2012)
3. Capítulo 3, "Antenas de tipo parche o microstrip", URL: [http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/capitulo3.pdf]. (Consulta: 18/10/2012).
4. "Arrays de antenas" URL: <http://maam891.wordpress.com/2011/05/03/arrays-de-antenas/>. (Consulta: 22/10/2012).
5. Tema 5, apuntes de UPM, URL: [http://ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones-1/radiacion-y-propagacion/contenidos/apuntes/tema5_2004] (Consulta: 16/11/2012).
7. "Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip", URL:[<http://polired.upm.es/index.php/iac/article/view/1762/1774>]. (Consulta: 21/11/2012).
8. "Diseño y realización de líneas microstrip" URL:[http://ii.uam.es/~jlmasa/trsf/tema5_microstrip.pdf].Apuntes UAM. Departamento de Electrónica y comunicaciones. (Consulta: 14/01/2012).